

Titre: Développement d'un module d'électrodes actives pour un
Title: tomographe d'impédance électrique multifréquence

Auteur: Isabelle Maurice
Author:

Date: 2005

Type: Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis

Référence: Maurice, I. (2005). Développement d'un module d'électrodes actives pour un
Citation: tomographe d'impédance électrique multifréquence [Mémoire de maîtrise, École
Polytechnique de Montréal]. PolyPublie. <https://publications.polymtl.ca/8390/>

 **Document en libre accès dans PolyPublie**
Open Access document in PolyPublie

URL de PolyPublie: <https://publications.polymtl.ca/8390/>
PolyPublie URL:

**Directeurs de
recherche:**
Advisors:

Programme: Non spécifié
Program:

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

DÉVELOPPEMENT D'UN MODULE D'ÉLECTRODES
ACTIVES POUR UN TOMOGRAPHE D'IMPÉDANCE
ÉLECTRIQUE MULTIFRÉQUENCE

ISABELLE MAURICE
INSTITUT DE GÉNIE BIOMÉDICAL
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION
DU DIPLOME DE MAÎTRISE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES
(GÉNIE BIOMÉDICAL)
DÉCEMBRE 2005



Library and
Archives Canada

Published Heritage
Branch

395 Wellington Street
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Bibliothèque et
Archives Canada

Direction du
Patrimoine de l'édition

395, rue Wellington
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Your file Votre référence
ISBN: 978-0-494-47677-2
Our file Notre référence
ISBN: 978-0-494-47677-2

NOTICE:

The author has granted a non-exclusive license allowing Library and Archives Canada to reproduce, publish, archive, preserve, conserve, communicate to the public by telecommunication or on the Internet, loan, distribute and sell theses worldwide, for commercial or non-commercial purposes, in microform, paper, electronic and/or any other formats.

The author retains copyright ownership and moral rights in this thesis. Neither the thesis nor substantial extracts from it may be printed or otherwise reproduced without the author's permission.

AVIS:

L'auteur a accordé une licence non exclusive permettant à la Bibliothèque et Archives Canada de reproduire, publier, archiver, sauvegarder, conserver, transmettre au public par télécommunication ou par l'Internet, prêter, distribuer et vendre des thèses partout dans le monde, à des fins commerciales ou autres, sur support microforme, papier, électronique et/ou autres formats.

L'auteur conserve la propriété du droit d'auteur et des droits moraux qui protègent cette thèse. Ni la thèse ni des extraits substantiels de celle-ci ne doivent être imprimés ou autrement reproduits sans son autorisation.

In compliance with the Canadian Privacy Act some supporting forms may have been removed from this thesis.

While these forms may be included in the document page count, their removal does not represent any loss of content from the thesis.

Conformément à la loi canadienne sur la protection de la vie privée, quelques formulaires secondaires ont été enlevés de cette thèse.

Bien que ces formulaires aient inclus dans la pagination, il n'y aura aucun contenu manquant.


Canada

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé:

DÉVELOPPEMENT D'UN MODULE D'ÉLECTRODES
ACTIVES POUR UN TOMOGRAPHE D'IMPÉDANCE
ÉLECTRIQUE MULTIFRÉQUENCE

présenté par: MAURICE Isabelle

en vue de l'obtention du diplôme de: Maîtrise ès sciences appliquées

a été dûment accepté par le jury d'examen constitué de:

M. NERGUIZIAN Chahé, M.Eng., président

M. GUARDO Robert, Ph.D., membre et directeur de recherche

M. LAFORTUNE Michel, Ing., membre

REMERCIEMENTS

Je tiens tout d'abord à remercier mon directeur de recherche, monsieur Robert Guardo pour son encadrement, sa grande disponibilité et son appui financier tout au long de la réalisation du projet. Je voudrais aussi remercier chaleureusement Nicolas Robitaille. Nos discussions furent très enrichissantes et son support technique pour Latex fut exceptionnel.

Je tiens aussi à remercier Hervé Gagnon pour son aide autant au niveau technique qu'informatique et Gaétan Décarie pour la réalisation des circuits imprimés. Merci à Nicolas Coulombe pour ses conseils et pour avoir prêté son corps à la science (pour les photographies de ce mémoire évidemment!). Merci à Denis Guérette pour le superbe boîtier.

Un merci spécial à tous les étudiants du laboratoire, autant ceux encore présents que ceux qui sont partis. Je garde un souvenir impérissable de ces trois dernières années.

Enfin, je voudrais remercier ma famille : Hélène, Paul et Philippe pour leur support indéfectible. Merci aussi à mes amis, particulièrement Agnès et Katia, pour leurs encouragements, leur présence et leur bonne humeur.

RÉSUMÉ

La tomographie d'impédance électrique (TIE) est une technique par laquelle des images représentant la distribution de conductivité électrique des tissus d'une section du corps sont reconstruites à partir de mesures de bio-impédances effectuées avec des électrodes qui entourent la section d'intérêt. Par exemple, la respiration et la circulation modifient de façon cyclique la distribution de conductivité thoracique, puisque l'air et le sang ont respectivement une conductivité plus faible et plus grande que la moyenne des tissus du thorax. Les variations de conductivité thoracique engendrées par ces processus physiologiques sont observables par TIE. L'innocuité de la technique de mesure, la rapidité d'exécution et le faible encombrement de l'instrumentation requise permettent d'envisager diverses applications cliniques, particulièrement dans les domaines reliés au monitoring de patients en soins intensifs.

Les données de TIE sont obtenues en appliquant successivement un faible courant sinusoïdal par chaque paire d'électrodes adjacentes et en mesurant par d'autres électrodes les différences de potentiel résultantes. Seize électrodes ou plus sont utilisées en pratique pour obtenir les données nécessaires à la reconstruction d'images. En TIE conventionnelle, les mesures sont faites à une seule fréquence, habituellement 50 kHz. Une extension de cette technique, la TIE multifréquence (TIE-MF), réalise des mesures à plusieurs fréquences généralement réparties entre 10 kHz et 1 MHz. Ces données permettent de déterminer les coefficients d'une équation qui modélise la con-

ductivité complexe σ^* des tissus biologiques en fonction de la fréquence d'excitation. Des images représentant ces coefficients sont ensuite reconstruites. Des études sur des échantillons de tissus prélevés de cadavres ou provenant de biopsies suggèrent la possibilité d'identifier les tissus d'une région du corps à partir d'information présente dans ce type d'images, dites *paramétriques*.

Le cadre de notre projet de maîtrise est un programme de recherche dont l'objectif est de développer une méthode de monitoring de l'oedème pulmonaire. L'hypothèse qui sous tend l'approche choisie est que les coefficients du modèle décrivant $\sigma^*(f)$ du liquide qui infiltre les poumons sont suffisamment différents de ceux des autres tissus pour permettre la détection d'oedème et l'évaluation de son étendue. Contrairement à la technique radiologique actuellement utilisée en clinique, qui n'autorise qu'un nombre limité d'évaluations en raison de l'exposition du patient à des rayonnements ionisants, une méthode basée sur la TIE-MF permettrait de quantifier l'évolution de l'oedème sans restrictions sur le nombre ou la durée des observations.

Le mandat de notre projet de maîtrise se limitait au développement d'une des deux composantes matérielles du système de TIE-MF. Cette composante, le module d'électrodes actives (MÉA), comprend l'ensemble des circuits nécessaires à la réalisation de mesures multifréquence de bio-impédances thoraciques. Le présent mémoire décrit toutes les étapes du développement : 1) revue de littérature pour déterminer les caractéristiques du système requis, 2) étude par simulation de divers circuits d'application

de courant, 3) conception des circuits électroniques et du logiciel embarqué, 4) dessin des masques du circuit imprimé, 5) caractérisation d'un prototype à l'aide d'un analyseur de réseau et d'un système de TIE simple fréquence, et 6) évaluation de l'impact des limites techniques du module.

Les caractéristiques mesurées sur le prototype se comparent avantageusement à celles de systèmes décrits dans la littérature. Finalement, nous avons pu démontrer le fonctionnement du module dans un contexte multifréquence puisque au dépôt du mémoire, le développement de la deuxième composante du système de TIE-MF et du logiciel de reconstruction d'images paramétriques venaient tout juste d'être complétés.

ABSTRACT

Electrical Impedance Tomography (EIT) is a technique for reconstructing images representing the distribution of electrical conductivity of a body region from bio-impedance measurements performed with electrodes surrounding that region. For example, lung ventilation and cardiac activity modify the conductivity distribution of the thorax, because the conductivity of air and blood is respectively lower and higher than the average conductivity of other body tissues. The cyclical conductivity fluctuations associated with these two physiological processes are therefore visible in EIT images of the thorax. Because it is a non invasive technique capable of producing images in real time with simple unobtrusive instrumentation, several clinical applications of EIT have been investigated. Cardio-pulmonary monitoring in an intensive care context is presently considered the most promising application.

EIT data is acquired by successively applying a small sinusoidal current to the body with each pair of adjacent electrodes and measuring the resulting potential differences at other electrodes. Sixteen or more electrodes are required in practice to obtain the necessary data for image reconstruction. In the conventional EIT technique bio-impedance is measured at a single frequency, usually 50 kHz. An extension of this technique, called multifrequency EIT (MF-EIT), performs measurements at several different frequencies in the 10 kHz to 1 MHz range. These data are used to determine the coefficients of an equation that models the complex conductivity σ^* of biological

tissues with respect to the excitation frequency. These coefficients are used to reconstruct parametric images. Experimental studies with tissue samples from cadavers or biopsies suggest that it may be possible to identify tissues in a region of the body from information provided by parametric images produced with MF-EIT.

The framework for our master's project is a research program aimed at developing a non invasive method for monitoring pulmonary oedema. The approach selected in this program is based on the hypothesis that coefficients of the equation modeling $\sigma^*(f)$ of abnormal lung fluid are sufficiently different from those of surrounding tissues to allow oedema detection and an assessment of its extent. Presently, the standard technique for evaluating pulmonary oedema is chest radiography. This must be done sparingly because of the risks associated with exposure to X-rays. A method based on MF-EIT would have no such limitations and could be used for continuously monitoring the evolution of oedema.

The objective of our master's research project is to develop one of the two hardware components of an MF-EIT system. This component, called the Scan Head (SH), is a module containing the front-end electronic circuits that are required to perform wide-band measurements of thoracic bio-impedance. The present dissertation describes the various phases of the module's development: 1) survey of relevant EIT literature to establish the characteristics of the required system, 2) simulation studies of several current source circuits, 3) design of the electronic circuits and firmware for the on-

board microcontroller, 4) design of the printed circuit board, 5) characterization tests of an assembled module with a network analyzer and a single frequency EIT system, and 6) evaluation of the impact of some of the module's limitations.

The characteristics measured on the Scan Head we developed compare favourably with those of similar modules described in the literature. At the time this dissertation was submitted, we had demonstrated operation in a full multifrequency context because the development of the second major component of the MF-EIT system and of the reconstruction algorithm for parametric images had been completed.

TABLE DES MATIÈRES

REMERCIEMENTS	iv
RÉSUMÉ	v
ABSTRACT	viii
TABLE DES MATIÈRES	xi
LISTE DES TABLEAUX	xvi
LISTE DES FIGURES	xviii
LISTE DES NOTATIONS ET DES SYMBOLES	xxiv
CHAPITRE 1 INTRODUCTION	1
1.1 TIE multifréquence	2
1.2 Application de la TIE-MF à la détection de l'oedème pulmonaire . . .	4
1.3 Objectifs du projet	5

1.4	Contenu du mémoire	6
CHAPITRE 2 REVUE DE LITTÉRATURE		8
2.1	Systèmes de TIE-MF décrits dans la littérature	9
2.2	Sources de courant	17
2.2.1	Circuit de Howland	20
2.2.2	Sources avec miroirs de courant aux alimentations d'un ampli op	26
2.2.2.1	Source réalisée avec un amplificateur à rétroaction de courant	36
2.2.3	Source de courant réalisée avec un amplificateur d'instrumentation	40
2.2.4	Conclusion	46
2.3	Résumé	48
CHAPITRE 3 MÉTHODOLOGIE		50
3.1	Différences entre la TIE conventionnelle et multifréquence	51
3.2	Système de TIE-MF	53
3.3	Unité centrale du système de TIE-MF	55

3.4 Le module d'électrodes actives (MÉA)	59
3.4.1 Suiveurs de tension large-bande	62
3.4.2 Matrices d'interconnexion	64
3.4.3 Circuits d'application de courant	66
3.4.4 Microcontrôleur et interfaces numériques	68
3.4.5 Logiciel embarqué et séquences de mesures	70
3.4.6 Circuit de mesure du courant excédentaire	75
3.4.7 Caractéristiques physiques du MÉA	77
3.5 Adaptateur	81
3.6 Résumé	83
CHAPITRE 4 RÉSULTATS	85
4.1 Types de tests effectués	85
4.2 Résultats des tests de type I	86
4.2.1 Gain de tension des circuits de mesure	91

4.2.2	Gain de tension des circuits d'application de courant	93
4.2.3	Taux de rejet du mode commun (TRMC)	97
4.2.4	Crosstalk entre les circuits d'application de courant et de mesure	100
4.2.5	Bruit intrinsèque des circuits d'application et de mesure	102
4.2.6	Gain de tension du circuit de mesure du courant excédentaire .	104
4.3	Résultats des tests de type II	107
4.3.1	Précision	108
4.3.2	Rapport signal sur bruit	112
4.4	Résultats des tests de température	114
4.5	Résumé	117
CHAPITRE 5 DISCUSSION ET TRAVAUX FUTURS		119
5.1	Discussion	119
5.2	Travaux futurs	125
5.2.1	Élargissement de la bande-passante utile	126

5.2.2	Réduction des dimensions physiques du module	130
5.2.3	Amélioration de la dissipation de chaleur	132
5.3	Résumé	135
CHAPITRE 6 CONCLUSION		136
RÉFÉRENCES		139

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 1.1	Calendrier de réalisation du projet	7
Tableau 2.1	Caractéristiques des systèmes de TIE-MF décrits dans la littérature	11
Tableau 2.2	Références décrivant les systèmes de TIE-MF recensés au tableau 2.1	14
Tableau 2.3	Résumé des caractéristiques de notre système de TIE-MF . . .	15
Tableau 2.4	Résumé des résultats de simulations	46
Tableau 3.1	Résumé des caractéristiques physiques du MÉA	77
Tableau 4.1	Plage utile des canaux de voltmètre en fonction de l'écart autour de la moyenne	93
Tableau 4.2	Plage utile des canaux d'application de courant en fonction de l'écart autour de la moyenne.	95
Tableau 4.3	Précision moyenne des mesures de TIE pour les deux MÉA pour une fréquence de porteuse donnée	111

Tableau 4.4	Température finale de 9 points sur le boîtier du MÉA recouvert ou non d'une couverture	115
Tableau 5.1	Plage utile des canaux de voltmètre et des canaux d'application de courant pour un écart de 0.1 %, 0.2 %, 0.5 % et 1 % autour de la moyenne	121

LISTE DES FIGURES

Figure 1.1	Partie imaginaire en fonction de la partie réelle de la conductivité de différents tissus biologiques	3
Figure 2.1	Impédance de 1 cm ² de peau en fonction de la fréquence (Rosell <i>et al.</i> , 1988).	18
Figure 2.2	Forme générale du circuit de Howland	20
Figure 2.3	Circuit de Howland adapté à la TIE	23
Figure 2.4	Caractéristiques du circuit de Howland	25
Figure 2.5	Miroirs de courant élémentaires réalisés avec des BJT	27
Figure 2.6	Source de courant avec miroirs de courant entre les alimentations et la sortie directement reliée à la charge.	31
Figure 2.7	Caractéristiques d'une source de courant avec miroirs de courant entre les alimentations et la sortie directement à la charge	32
Figure 2.8	Source de courant avec miroirs de courant entre les alimentations et la sortie à un noeud de sommation.	33

Figure 2.9	Caractéristiques d'une source de courant avec miroirs de courant entre les alimentations et sortie à un noeud de sommation . . .	35
Figure 2.10	Structure interne de l'amplificateur à rétroaction de courant AD844	37
Figure 2.11	Source de courant avec miroirs de courant entre les alimentations, réalisé avec un amplificateur à rétroaction de courant AD844	38
Figure 2.12	Caractéristiques d'une source de courant réalisé avec un amplificateur à rétroaction de courant	39
Figure 2.13	Source de courant réalisée avec un amplificateur d'instrumentation	41
Figure 2.14	Cas particulier du circuit de la figure 2.13 où l'amplificateur d'instrumentation est réalisé avec 3 amplis op et 6 résistances de 10 k Ω appariées	44
Figure 2.15	Caractéristiques de la source de courant réalisée avec un amplificateur d'instrumentation	45
Figure 3.1	Schéma-bloc du système de TIE-MF	54
Figure 3.2	Schéma-bloc du module de synthèse et de démodulation . . .	56

Figure 3.3	Photographie du module de synthèse et de démodulation . . .	59
Figure 3.4	Schéma-bloc du module d'électrodes actives	60
Figure 3.5	Schéma d'un suiveur de tension large-bande	63
Figure 3.6	Schéma interne d'une matrice d'interconnexion	65
Figure 3.7	Schéma-bloc de la source de tension	67
Figure 3.8	Pseudo-code du programme exécuté par le μC du MÉA en mode "commande"	71
Figure 3.9	Pseudo-code du programme exécuté par le μC du MÉA en mode "acquisition"	72
Figure 3.10	Séquence de mesures par des paires d'électrodes adjacentes. (Source : Robitaille (2000))	74
Figure 3.11	Circuit imprimé du module d'électrodes actives	78
Figure 3.12	Circuit imprimé de l'adaptateur	82
Figure 4.1	Schéma du panneau avant de l'analyseur de réseau 4395A (Source : Agilent Technologies (2003))	87

Figure 4.2	Schéma du montage de test avec l'analyseur de réseau 4395A (Source : Agilent Technologies (2003))	88
Figure 4.3	Montage pour déterminer la réponse en fréquence d'un canal de voltmètre	92
Figure 4.4	Réponse en fréquence des canaux de voltmètres	94
Figure 4.5	Montage pour déterminer la réponse en fréquence d'un canal d'application de courant	95
Figure 4.6	Réponse en fréquence des canaux d'application de courant . . .	96
Figure 4.7	Montage pour déterminer le taux de rejet du mode commun des canaux de voltmètres en fonction de la fréquence	97
Figure 4.8	Taux de rejet du mode commun en fonction de la fréquence . . .	98
Figure 4.9	Montage pour déterminer le crosstalk entre un canal d'application de courant et un canal de mesure	101
Figure 4.10	Crosstalk entre les canaux d'application de courant et les canaux de mesure en fonction de la fréquence	102
Figure 4.11	Montage pour déterminer le bruit intrinsèque d'un canal d'application de courant	103

Figure 4.12	Bruit intrinsèque d'un canal d'application de courant en fonction de la fréquence	103
Figure 4.13	Montage pour déterminer la réponse en fréquence du canal de mesure du courant excédentaire	104
Figure 4.14	Réponse en fréquence du canal de mesure du courant excédentaire	105
Figure 4.15	Photographie du montage pour les tests de type II	107
Figure 4.16	Précision pour des mesures de TIE effectuées avec une porteuse de 20 kHz en fonction de la cadence d'acquisition	109
Figure 4.17	Précision pour des mesures de TIE effectuées avec une porteuse de 50 kHz en fonction de la cadence d'acquisition	110
Figure 4.18	Précision pour des mesures de TIE effectuées avec une porteuse de 100 kHz en fonction de la cadence d'acquisition	110
Figure 4.19	Rapport signal sur bruit pour des mesures de TIE effectuées avec une porteuse de 20 kHz en fonction de la cadence d'acquisition	113
Figure 4.20	Rapport signal sur bruit pour des mesures de TIE effectuées avec une porteuse de 50 kHz en fonction de la cadence d'acquisition	113

Figure 4.21	Rapport signal sur bruit pour des mesures de TIE effectuées avec une porteuse de 100 kHz en fonction de la cadence d'acquisition	114
Figure 4.22	Montage pour les tests de température	116
Figure 4.23	Variation de température de 9 points du boîtier du MÉA, en fonction du temps	117
Figure 5.1	Emplacement type du module d'électrodes actives sur le thorax du patient	130

LISTE DES NOTATIONS ET DES SYMBOLES

β	Gain de courant
$\beta+$	Facteur de régénération
$\beta-$	Facteur de rétroaction
ϵ	Permittivité
ϵ^*	Permittivité relative complexe
ϵ_0	Permittivité électrique du vide
σ	Conductivité
σ	Conductivité ionique
σ	Conductivité complexe
$\sigma(x)$	Écart-type de x
Ω	Ohm
ω_b	Largeur de bande à -3 dB
ω_t	Produit gain-bande passante
A	Ampère (C/s)
A	Gain de tension en boucle ouverte
A_0	Gain de tension en DC
a	Constante spécifique à l'amplificateur opérationnel
A_{CM}	Gain de tension en mode commun
A_d	Gain de tension en mode différentiel

A.I.	Amplificateur d'instrumentation
AM_OUT	Amplitude Modulated Output
ampli op	Amplificateur opérationnel
AGNP	Amplificateur à Gain Numériquement Programmable
BJT	<i>Bi-junction transistor</i>
BVCS	<i>Buffered Video Crosspoint Switches</i>
CAN	Convertisseur Analogique-Numérique
cm	Centimètre
CNA	Convertisseur Numérique-Analogique
DDC	<i>Digital Down Converter</i>
DDS	<i>Digital Direct Synthesizer</i>
DSC_IN	Daisy-Chained Input
DSC_OUT	Daisy-Chained Output
$E(x)$	Espérance mathématique de x
ER_i	Erreur relative de la i^e mesure
FPGA	<i>Field Programmable Gate Array</i>
f_t	Produit gain-bande passante
G_m	Transconductance avec le courant de court-circuit
g_m	Transconductance
$G_{m(MB)}$	Transconductance avec le courant de court-circuit à mi-bande
I	Courant

I_B	Courant de base
I_C	Courant de collecteur
i_L	Courant dans la charge
IGB	Institut de génie biomédical
I_M	Courant de la broche d'alimentation négative
I'_M	Courant copié de I_M
I_P	Courant de la broche d'alimentation positive
I'_P	Courant copié de I_P
I_S	Courant de saturation
ITGÉ	Intégration très grande échelle
j	Nombre imaginaire ($= \sqrt{-1}$)
k	Constante de Boltzmann (1.38×10^{-23} joules/K)
$k\Omega$	Kiloohm
kHz	Kilohertz
mA	Milliampère
MÉA	Module d'électrodes actives
$\text{M}\Omega$	Mégaohm
MHz	Mégahertz
mHz	Millihertz
m_i	Valeur de i^e mesure
m_i^T	Valeur théorique de i^e mesure

mS	Millisiemens
MSD	Module de Synthèse et de Démodulation
N	Nombre d'électrodes
nF	Nanofarad
pA	Picoampère
PC	<i>Personal Computer</i>
pF	Picofarad
P_i	Précision de la i^e mesure
q	Charge de l'électron (1.60×10^{-19} C)
REF_IN	Reference Input
REF_OUT	Reference Output
RMS	<i>Root Mean Square</i>
RSB	Rapport signal sur bruit
RSB_i	Rapport signal sur bruit de la i^e mesure
S	Siemens
SCCT	Source de courant contrôlée par une tension
T	Température
TIE	Tomographie d'impédance électrique
TIE-MF	Tomographie d'impédance électrique multifréquence
TRMC	Taux de Rejet Mode Commun
μs	Microseconde

μS	Microsiemens
USB	Universal Serial Bus
V	Volt
$\text{Var}(x)$	Variance mathématique de x
V_{BE}	Tension base-émetteur
V_{CC}	Tension d'alimentation positive
V_{EE}	Tension d'alimentation négative
v_i	Tension de consigne
v_{out}	Tension de sortie
V_T	Potentiel thermique
Y	Admittance
Y_{out}	Admittance de sortie
Z	Impédance
Z_L	Impédance de charge
Z_{out}	Impédance de sortie

CHAPITRE 1

INTRODUCTION

La tomographie d'impédance électrique (TIE) est une technique d'imagerie non-invasive permettant d'afficher en temps réel les changements dans la distribution de conductivité d'une section du corps humain. Par exemple, la respiration et l'activité cardiaque modifient de façon cyclique la distribution de conductivité du thorax. Ces modifications sont visibles par la TIE ce qui permettrait, entre autres, d'effectuer du monitoring respiratoire chez des patients aux soins intensifs.

Pour obtenir des images de TIE, des électrodes, généralement 16, sont disposées uniformément autour du thorax. Nous appliquons successivement un courant de faible amplitude et de basse fréquence (p. ex. 50 kHz) entre chaque paire d'électrodes adjacentes et nous mesurons les différences de potentiel produites par le passage de ce courant dans le corps à toutes les autres paires adjacentes. L'ensemble des mesures effectuées permet de reconstruire une image des variations dans la distribution de conductivité électrique.

1.1 TIE multifréquence

La tomographie d'impédance électrique multifréquence (TIE-MF) est une extension de la TIE conventionnelle. Cependant, au lieu d'évaluer les changements de conductivité des tissus biologiques en fonction du temps comme en TIE conventionnelle, nous déterminons les changements au niveau fréquentiel. Le système de TIE-MF applique donc des courants et effectue des mesures de tension multifréquence.

Chaque tissu biologique possède une conductivité complexe qui varie en fonction de la fréquence. Celle-ci est représentée par :

$$\sigma^*(\omega) = \sigma + j\omega\epsilon_0\epsilon^*(\omega) \quad (1.1)$$

où ω représente la fréquence angulaire, σ , la conductivité ionique, ϵ_0 , la permittivité électrique du vide et ϵ^* , la permittivité relative complexe du tissu. Cette dernière varie également en fonction de la fréquence et permet de tenir compte des pertes diélectriques des tissus. La figure 1.1 présente la partie imaginaire en fonction de la partie réelle de la conductivité de différents tissus biologiques pour des fréquences comprises entre 10 kHz et 1 MHz.

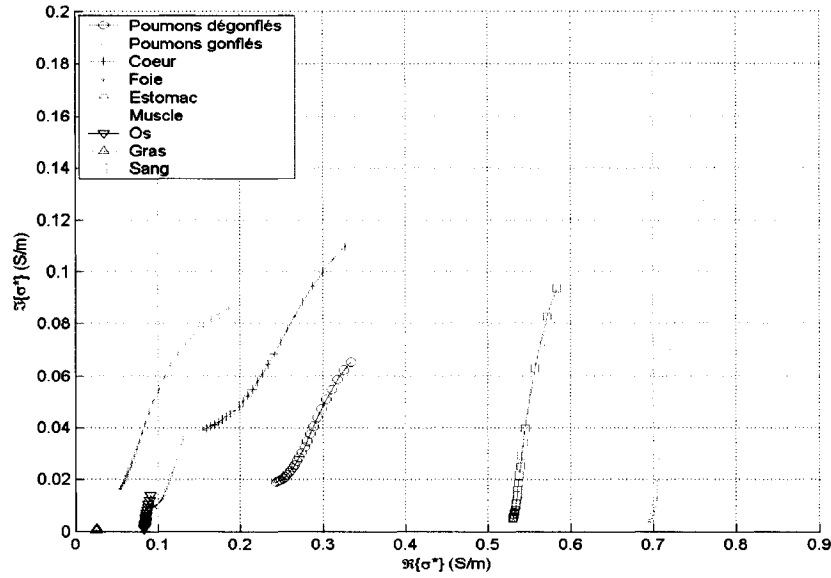


Figure 1.1 Partie imaginaire en fonction de la partie réelle de la conductivité de différents tissus biologiques pour des fréquences comprises entre 10 kHz et 1 MHz

La tomographie d'impédance électrique multifréquence (TIE-MF) exploite l'étalement des valeurs de conductivité des tissus en fonction de la fréquence pour produire des images. Pour effectuer les mesures, nous appliquons un courant constitué de plusieurs fréquences, généralement réparties entre 10 kHz et 1 MHz. Ces mesures permettent de déterminer les paramètres d'une équation qui modélise la variation de conductivité complexe σ^* des tissus biologiques en fonction de la fréquence d'excitation. Les paramètres nous servent à reconstruire des images paramétriques, c'est-à-dire des images présentant la valeur de chacun des paramètres pour chaque pixel. Des études sur des tissus biologiques suggèrent la possibilité d'identifier les tissus d'une région du corps à partir des informations présentes dans ces images paramétriques.

1.2 Application de la TIE-MF à la détection de l'oedème pulmonaire

Notre système de TIE-MF présentement en développement vise la détection et le monitoring de l'oedème pulmonaire. Pour pouvoir détecter ce dernier, il faut que les coefficients du modèle décrivant la conductivité complexe σ^* du liquide oedémateux soient suffisamment différents de ceux des autres tissus. De cette façon, il serait possible d'identifier les régions contenant de l'oedème.

L'oedème pulmonaire est une accumulation anormale de liquide interstitiel dans les alvéoles pulmonaires et dans les espaces intracellulaires. L'oedème peut être le résultat d'une ou plusieurs causes : une augmentation de la perméabilité des capillaires pulmonaires (origine pulmonaire) ou encore une élévation de la pression dans les capillaires pulmonaires (origine cardiaque). Cette dernière peut coïncider avec une insuffisance cardiaque. Si le ventricule gauche est le premier à faiblir, il n'a plus la force suffisante pour éjecter tout le sang qu'il reçoit, ce qui cause un reflux du volume résiduel sanguin dans les poumons.

L'oedème pulmonaire constitue l'un des cas de détresse respiratoire les plus communs et conduit fréquemment le patient aux soins intensifs. Les symptômes sont multiples : respiration sifflante, tachypnée (fréquence respiratoire élevée), agitation, sentiment de suffoquer, cyanose, pâleur, dysphorèse (transpiration profuse) et dans les pires cas,

suffocation. Plusieurs traitements sont offerts pour tenter de diminuer les symptômes ; par exemple, l'administration d'oxygène ou de médicaments. L'aspiration des voies aériennes et le recours à la ventilation mécanique peut devenir essentielle.

La radiographie est la technique de détection de l'oedème pulmonaire la plus courante. Cependant, elle ne permet pas de détecter l'oedème au premier stade de sa formation, ni d'effectuer de l'imagerie en continu en raison de l'exposition du patient aux rayons X. Au contraire, une technique basée sur la tomographie d'impédance électrique multifréquence pourrait permettre de détecter et de quantifier l'évolution de l'oedème pulmonaire sans restrictions sur le nombre ou la durée des observations.

1.3 Objectifs du projet

Le projet de maîtrise s'inscrit dans un programme de recherche visant à développer un système de TIE-MF destiné au monitoring et à la détection d'oedème pulmonaire. L'objectif du projet est la réalisation d'un des deux modules du système. Cette composante est appelée module d'électrodes actives (MÉA). Il permet d'appliquer un courant de faible amplitude composé de huit fréquences comprises entre 10 kHz et 1 MHz et de mesurer les potentiels résultants au moyen de 16 électrodes. Le développement de ce module comprend 1) une revue de littérature pour déterminer les caractéristiques requises, 2) des études par simulation des nombreux circuits d'application de courant, 3) la conception des circuits électroniques, 4) la production des masques

du circuit imprimé et 5) la caractérisation du prototype à l'aide d'un analyseur de réseau et d'un système de TIE simple fréquence.

1.4 Contenu du mémoire

Ce mémoire comporte cinq chapitres en plus de cette introduction et de la conclusion. Le chapitre 2 présente une revue de littérature ciblée sur les systèmes de TIE multifréquence. Ce chapitre contient aussi une analyse de divers circuits de sources de courant qui ont été proposées pour ce type de système. Nous présentons les schémas des circuits et les résultats de simulations effectuées avec le logiciel PSPICE. Le chapitre 3 présente toutes les étapes du développement du module d'électrodes actives, du design des circuits électroniques jusqu'à la production du circuit imprimé. Le chapitre 4 montre les résultats obtenus lors des différents tests de caractérisation des circuits. Le chapitre 5 présente une discussion sur les résultats des tests en plus de présenter les travaux futurs nécessaires à l'amélioration du MÉA. La conclusion met l'accent sur les contributions de ce projet au domaine de la TIE multifréquence.

La longueur des chapitres n'étant pas un reflet valable du travail effectué, nous mentionnons ci-dessous la durée approximative de chaque étape du projet.

Tableau 1.1 Durée approximative des différentes étapes du projet

Travail effectué	Dates
Revue de littérature	Mai 03 à Août 03
Simulations des sources de courant	Juin 03 à Sept.03
Design du MÉA	Sept. 03 à Janv. 04
Production des plans du circuit imprimé	Fev. 04 à Oct. 04
Déverminage de la carte	Oct. 04 à Fév. 05
Tests de caractérisation du circuit imprimé	Fév. 05 à Sept. 05

CHAPITRE 2

REVUE DE LITTÉRATURE

La littérature portant sur la tomographie d'impédance électrique multifréquence (TIE-MF) est très vaste. Divers sujets sont traités : descriptions générales de système d'acquisition de données, parties spécifiques d'un système, applications cliniques, etc. La revue bibliographique proposée dans le présent chapitre se concentre sur deux sujets : les différents systèmes multifréquence qui ont été développés ailleurs et une description des principaux circuits destinés à servir de sources de courant.

La partie portant sur les différents systèmes nous permettra d'inventorier les approches utilisées et les principaux problèmes rencontrés par d'autres groupes et ainsi guider le développement de notre propre système de TIE-MF. Cette section mettra donc l'accent sur les caractéristiques des différents systèmes. En plus d'un tableau de ces caractéristiques, quelques précisions sont ajoutées pour certains systèmes. Nous concluons cette partie par l'ensemble de caractéristiques recherchées pour notre système de TIE-MF.

La seconde partie de la revue de la littérature sera constituée d'analyses et de simulations de différents types de sources de courant. La conception de ces sources présente

des difficultés majeures étant donné la grande plage de fréquences que doit couvrir un système multifréquence. En premier lieu, nous déterminerons un ensemble de critères pour juger du fonctionnement. Par la suite, chaque circuit sera analysé et simulé avec PSPICE. À la fin du chapitre, nous présenterons l'approche qui a été choisie dans le cadre de ce projet pour réaliser le module d'électrodes actives.

2.1 Systèmes de TIE-MF décrits dans la littérature

Cette section présente une synthèse d'une vingtaine d'articles et communications qui décrivent des systèmes de TIE multifréquence développés par d'autres groupes de recherche. L'essentiel de ces travaux s'effectue dans des universités européennes, majoritairement au Royaume-Uni. Nous avons choisi un ensemble de caractéristiques qui permettent de faire ressortir la spécificité de chaque système. Ces caractéristiques sont :

- La plage de fréquences de fonctionnement du système.
- Le nombre total d'électrodes (# Él.).
- L'utilisation d'électrodes actives (Util. d'ÉA). C'est-à-dire de circuits d'interface et de mesure placés près du patient afin de réduire la longueur des câbles allant aux électrodes.

- L'utilisation d'électrodes bimode (Util. d'Él. bimode). C'est-à-dire d'électrodes servant à la fois à l'application de courant et à la mesure de différences de potentiel.
- Le type de circuit d'application de courant (Type C.A. de courant). Les deux possibilités sont un circuit réalisant une source de courant ou bien un circuit réalisant une source de tension auquel est associé un circuit de mesure du courant fourni.
- Le type de source (Type de source). C'est-à-dire une brève description de la configuration du circuit de source.
- La méthode d'application de courant (M. d'app. de courant). C'est-à-dire soit l'application par des électrodes adjacentes, opposées ou en quadrature
- Le type de circuit de préamplification (Type de C.P.A).
- Le type de circuit servant à mesurer les différences de potentiel (Type de C. de mesure de D.P.) entre les électrodes sélectionnées.
- Le taux de rejet du mode commun (TRMC) du système.
- Le rapport signal sur bruit (RSB) du système.

Le tableau comparatif 2.1 présente l'ensemble des systèmes de TIE-MF récemment développés et le tableau 2.2 présente les références desquelles les informations ont été tirées. Les systèmes ont été classés par ordre chronologique du plus ancien au plus récent.

Tableau 2.1 Caractéristiques des systèmes de TIE-MF décrits dans la littérature

Système	Caractéristiques				
	Plage de fréquence	# ÉL.	Util. d'ÉA	Util. d'Él. bimode	
Oxford	10 kHz - 160 kHz	64	Oui	Non	
Toulouse	1 kHz - 1 MHz	16	Oui	Oui	
Lyon	32 kHz - 2.048 MHz	32	Oui	Non	
Keele	10 kHz - 1 MHz	N.D.	Oui	Oui	
Barcelone	10 kHz - 250 kHz	16	Non	Oui	
Darmouth	10 kHz - 1 MHz	32	Oui	Oui	
Sheffield	2 kHz - 1.6 MHz	8	Oui	Oui	
Londres	225 Hz - 77 kHz	8 à 64	Oui	Oui	
Suite à la page suivante					

Système	Caractéristiques				
	Type C.A. de courant	Type de source	M. d'app. de courant	Type de C.P.A.	Type de c. de mesure de D.P.
Oxford	Source de tension	Source de tension avec résistance pour la mesure du courant	N.D.	N.D.	N.D.
Toulouse	Source de courant	Circuit de Howland	Adjacente ou opposée	Suiveur auto-élevateur	Ampli d'instru.
Lyon	Source de courant	Circuit de Howland modifié	Quadrature	N.D.	N.D.
Keele	Source de tension	Source de tension avec résistance pour la mesure du courant	N.D.	N.D.	Ampli différentiel
Barcelone	Source de courant	Ampli à rétroaction de courant	Adjacente ou opposée	Suiveurs et ampli d'instru.	Ampli différentiel
Darmouth	Source de courant ou de tension	Ampli de transconductance ou Ampli non-inverseur avec résistance pour mesure du courant	N.D.	N.D.	N.D.
Sheffield	Source de courant	Circuit de Howland modifié	Adjacente	Suiveur auto-élevateur	Ampli différentiel
Londres	Source de courant	Convertisseur de courant	Opposée	N.D.	Matrice de portes linéaires
Suite à la page suivante					

Système	Caractéristiques	
	TRMC	RSB
Oxford	N.D.	N.D.
Toulouse	N.D.	N.D.
Lyon	N.D.	N.D.
Keele	57 dB à 10 kHz	N.D.
	77 dB à 500 kHz	
	62 dB à 2 MHz	
Barcelone	N.D.	60 dB
Darmouth	N.D.	74 dB (source de tension)
		81 dB (source de courant)
Sheffield	N.D.	40 dB
Londres	90 dB (< 20 kHz)	> 50 dB (10 - 30 kHz)
	70 dB (> 50 kHz)	> 30 dB (< 4.8 kHz et > 76.8 kHz)

Tableau 2.2 Références décrivant les systèmes de TIE-MF recensés au tableau 2.1

Système	Références
Oxford	Zhu <i>et al.</i> (1992, 1994); McLeod <i>et al.</i> (1996)
Toulouse	Rigaud <i>et al.</i> (1993, 1994); Chauveau <i>et al.</i> (1996)
Lyon	Jossinet <i>et al.</i> (1994a,b)
Keele	Record (1994)
Barcelone	Casas <i>et al.</i> (1996); Casas (1998)
Darmouth	Hartov <i>et al.</i> (2000, 2001)
Sheffield	Wilson <i>et al.</i> (2001)
Londres	Yerworth <i>et al.</i> (2002)

Deux des systèmes mentionnés précédemment méritent quelques précisions, soit le système du groupe de Lyon et du groupe de Londres. Le groupe de Lyon utilise de petits circuits imprimés encapsulés dans des boîtiers de 2 cm de diamètre. Un anneau interchangeable placé à l'extérieur optimise l'impédance de contact peau-électrode pour la rendre indépendante du design de la source de courant. Cette méthode requiert cependant une durée de test relativement courte. En effet, vu la grosseur des électrodes, le port prolongé pour un patient alité pourrait être désagréable.

Le groupe de Londres utilise le système de TIE-MF pour l'imagerie du cerveau ce qui signifie un fonctionnement en basse fréquence généralement. En effet, l'utilisation de basses fréquences produit des plus grands changements durant l'activité du cerveau. Ces tests sont effectués avec un ensemble de huit électrodes placées sur le scalp.

Puisque le système fonctionne en basse fréquence, les impédances de contact électrode-peau sont plus importantes entraînant des images de qualité inférieure.

Conclusion

Le système présentement développé est un premier prototype dont les caractéristiques sont spécifiées au tableau 2.3. Suite à la revue de littérature des différents systèmes, nous avons fixé la plage de fréquence entre 10 kHz et 1 MHz ce qui représente la plage moyenne généralement choisie. Le nombre d'électrodes varie passablement d'un groupe à l'autre, soit entre 8 et 64. Puisque notre système de TIE simple fréquence fonctionnait déjà avec 16 électrodes, nous avons décidé de maintenir ce standard.

Dans cette même optique, nous utilisons des électrodes actives et bimode.

Tableau 2.3 Résumé des caractéristiques de notre système de TIE-MF

Plage de fréquences	10 kHz à 1 MHz
Nombre d'électrodes	16
Électrodes actives	Oui
Électrodes bimode	Oui
Type de circuit d'application de courant	À déterminer
Type de source	À déterminer
Méthode d'application de courant	Adjacente
Préamplification	À déterminer
Circuit de mesure	Matrice de portes linéaires

La majorité des systèmes présentés utilisent des sources de courant comme circuit d'application. Nous avons donc effectué une étude avec PSPICE pour déterminer les sources de courant répondant le mieux à nos critères. La section suivante présente les

résultats de ces simulations ainsi que le type de circuit d'application choisi. Finalement, les circuits de mesure de différence de potentiel sont constitués de matrices de portes linéaires. Cette méthode n'est pas celle préconisée par la majorité des groupes. Cependant, cette option était envisagée depuis quelques temps par notre groupe et nous avons décidé d'utiliser ce prototype pour en déterminer l'efficacité.

Les deux caractéristiques les plus utilisées pour quantifier les performances des systèmes de TIE-MF sont le TRMC et le RSB. Ces dernières sont présentées dans la dernière partie du tableau 2.1. Les méthodologies de test varient d'un groupe à l'autre et puisqu'elles ne sont pas clairement définies, les comparaisons peuvent être biaisées. Nous voulons tout de même obtenir le TRMC et le RSB le plus élevé possible.

Les caractéristiques que nous venons de présenter servent de guide directeur dans la conception du MÉA multifréquence. Toutes les étapes de design de ce dernier sont présentées au chapitre 3. Par la suite, des tests de caractérisations nous ont permis de déterminer entre autres le TRMC et le RSB ce qui nous a permis de comparer les performances de notre MÉA par rapport aux autres systèmes. Cependant, nous devons tout d'abord décider du type de circuit d'application de courant.

2.2 Sources de courant

Les systèmes de tomographie d'impédance électrique peuvent fonctionner en appliquant un courant et en mesurant une tension, ou en appliquant une tension et en mesurant un courant. Généralement, on préfère la première approche étant donné qu'un circuit de source de courant idéal et un "voltmètre" (circuit de mesure de différences de potentiel) idéal ont respectivement des impédances de sortie et d'entrée infinies et que l'on peut alors négliger les impédances finies de l'interface électrode-peau. Les sources de courant utilisées sont généralement contrôlées par une tension d'où le nom de source de courant contrôlée par une tension (SCCT).

Cette section présente les résultats obtenus lors des simulations de différentes SCCT décrites dans la littérature. Les simulations ont été effectuées avec le logiciel PSPICE 15.1. Les résultats présentés pour chaque circuit portent sur deux caractéristiques : 1) la transconductance g_m et 2) l'impédance de sortie Z_{out} . Premièrement, nous définissons les critères d'analyse des sources de courant. Par la suite, nous présentons les résultats des simulations. Enfin, nous justifions l'approche que nous avons choisie pour le MÉA.

La transconductance g_m est le ratio entre le courant i_L appliqué à la charge et la tension de consigne v_{in} . La transconductance G_m , généralement utilisée pour caractériser une source de courant, est définie comme le ratio entre le courant de court-

circuit ($v_L = 0$) et la tension de consigne v_{in} . La définition plus large de g_m permet d'inclure l'effet sur G_m d'une impédance de charge quelconque à la sortie. Une SCCT idéale aurait une transconductance g_m constante sur toute la plage de fréquence de fonctionnement et ce quelle que soit la charge à sa sortie. Le corps humain est un milieu inhomogène et la position des électrodes par lesquelles le courant est appliqué de même que l'état de l'interface électrode-peau entraîne des variations dans l'impédance vue par une SCCT. Les simulations que nous avons effectuées considèrent des charges $|Z_L|$ variant entre $10\ \Omega$ et $10\ \text{k}\Omega$. La courbe de g_m obtenue pour $|Z_L| = 10\ \Omega$ devrait s'approcher de celle prédite par l'équation de G_m .

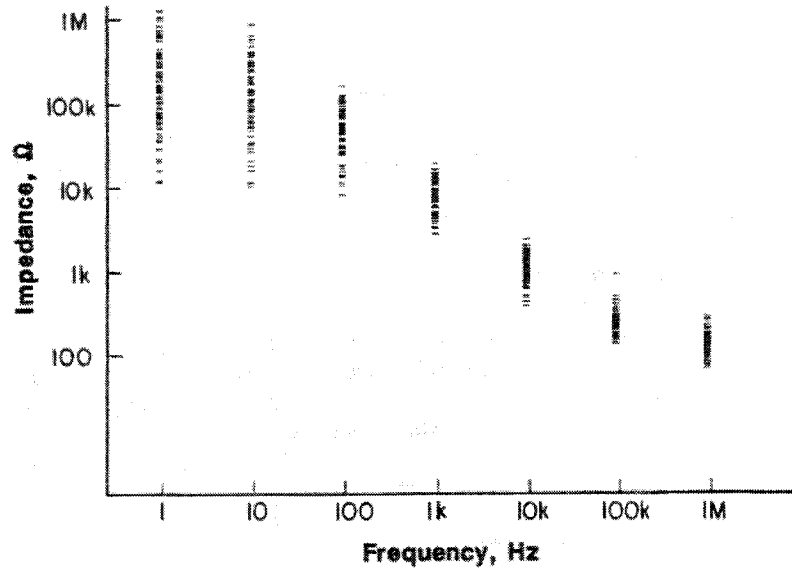


Figure 2.1 Impédance de $1\ \text{cm}^2$ de peau en fonction de la fréquence (Rosell *et al.*, 1988).

L'impédance de sortie Z_{out} d'une source de courant idéale est infinie. Cela est irréalisable en pratique, mais on doit viser le Z_{out} le plus grand possible. En TIE,

les courants sont appliqués au corps par des électrodes et l'impédance de contact électrode-peau joue un rôle crucial dans le bon fonctionnement de la source. Si la peau est bien préparée, l'impédance de contact diminue ce qui permet d'améliorer les performances de la source. Une étude effectuée par le groupe de Rosell *et al.* (1988) a permis d'évaluer l'impédance de contact pour des électrodes Ag/AgCl de 1 cm² de surface (figure 2.1). On voit que l'impédance de contact électrode-peau diminue avec la fréquence. Elle est de quelques kilohms à 10 kHz et de quelques centaines de ohms à 1 MHz. Le circuit de source de courant doit avoir une impédance de sortie beaucoup plus grande que l'impédance de contact. En pratique, un circuit dont le Z_{out} se maintiendrait deux décade au-dessus de la courbe de la figure 2.1 serait considéré valable pour des applications de TIE-MF

En résumé, nous recherchons une source de courant permettant l'application de huit fréquences simultanément entre 10 kHz et 1 MHz. La transconductance doit demeurer constante pour des charges allant jusqu'à 10 k Ω et l'impédance de sortie doit être assez élevée pour rendre l'impédance de contact négligeable. Les sections qui suivent présentent les résultats obtenus par simulation de différents circuits de sources de courant. Trois catégories de circuits ont été étudiés :

- Circuit de Howland et ses variantes
- Sources réalisées avec des miroirs de courant en série avec les alimentations d'un amplificateur opérationnel

- Source de courant réalisée avec un amplificateur d'instrumentation

2.2.1 Circuit de Howland

La SCCT de Howland est un circuit classique que l'on retrouve dans plusieurs manuels d'électronique. C'est probablement le circuit de SCCT le plus utilisé dans les systèmes de TIE simple fréquence. Bien qu'il existe des variantes de ce circuit, la réalisation de base comprend un amplificateur opérationnel (ampli op) et cinq impédances (résistances ou combinaisons de résistances et de condensateurs) servant à établir à la fois un feedback négatif (rétroaction) et positif (régénération). La figure 2.2 illustre la forme générale du circuit.

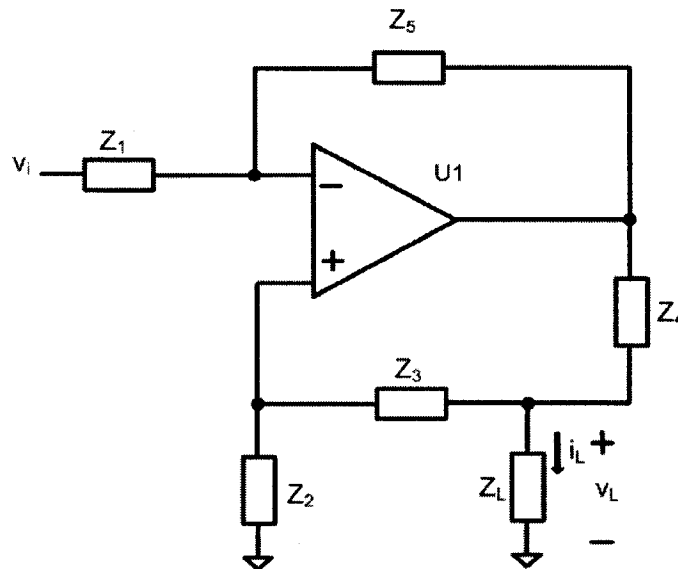


Figure 2.2 Forme générale du circuit de Howland

L'analyse de ce circuit permet d'écrire pour le courant i_L appliqué à la charge Z_L :

$$i_L = G_m v_i + Y_{out} v_L \quad (2.1)$$

où G_m est la transconductance :

$$G_m \equiv \left. \frac{i_L}{v_i} \right|_{v_L=0} = \frac{-1}{Z_4} (1 - \beta^-) \frac{A}{(1 + A\beta^-)} \quad (2.2)$$

et Y_{out} est l'admittance de sortie :

$$Y_{out} \equiv \left. \frac{i_L}{v_L} \right|_{v_i=0} = \frac{\beta^+}{Z_4} \frac{A}{(1 - A\beta^-)} - \left(\frac{1}{Z_4} + \frac{1}{Z_2 + Z_3} \right) \quad (2.3)$$

En général, tous les termes des équations 2.2 et 2.3 sont fonction de la fréquence.

Le gain de tension en boucle ouverte de l'ampli op est :

$$A \equiv A(s) = \frac{A_0}{1 + \frac{s}{\omega_b}} \quad (2.4)$$

où A_0 est le gain en DC et ω_b est la largeur de bande à -3 dB de l'ampli op.

Le facteur de rétroaction β^- est :

$$\beta^- = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_5} \quad (2.5)$$

et le facteur de régénération β^+ :

$$\beta^+ = \frac{Z_2}{Z_2 + Z_3} \quad (2.6)$$

En inspectant l'équation 2.3, on constate qu'il est possible pour un choix approprié d'impédance Z_1 à Z_5 que Y_{out} devienne zéro à une fréquence donnée. Le circuit est alors une source de courant idéale puisque $i_L = G_m v_i$ est indépendant de la tension v_L et, par conséquent, indépendant de la charge.

En pratique, les capacités parasites du montage physique et la gamme finie de valeurs disponibles pour les résistances et les condensateurs formant Z_1 à Z_5 , font que Y_{out} s'approchera de zéro sans l'atteindre. Le courant i_L dépendra, par conséquent, de la charge.

La figure 2.3 présente un cas particulier du circuit de la figure 2.2. Il a été proposé par Nowicki et Webster (1989) comme source de courant d'un système de TIE simple fréquence. Le même circuit avec des valeurs de composants différentes est utilisé dans les modules d'électrodes actives (MÉA) qui ont été développés par notre groupe (Robitaille, 2000; Gagnon, 2003).

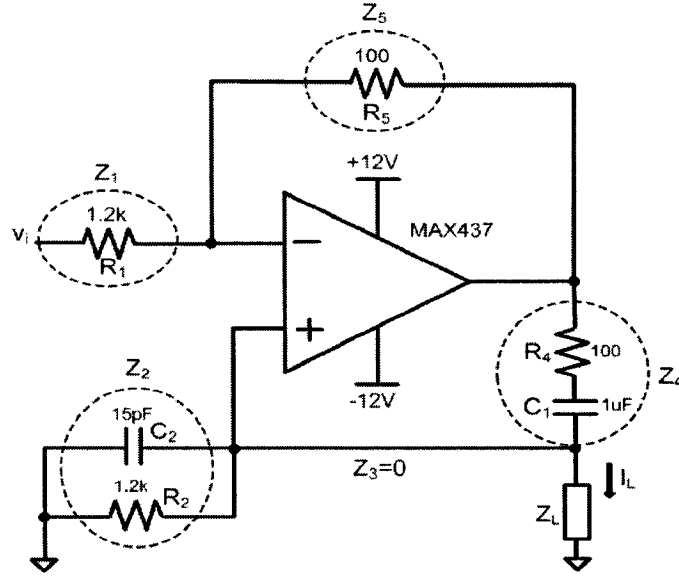


Figure 2.3 Circuit de Howland adapté à la TIE

L'utilisation d'un circuit RC série pour Z_4 fait que G_m a une réponse en fréquence semblable à un filtre passe-bande :

$$G_m(s) = \frac{-R_5}{R_4 R_1} \frac{s}{(s + \omega_0)} \frac{\omega_1}{(s + \omega_1)} \quad (2.7)$$

Les fréquences de coupure à -3 dB sont $\omega_0 = \frac{1}{R_4 C_1}$ et $\omega_1 = \beta^- \omega_t$. ω_t représente le produit gain-bande passante de l'ampli op.

La transconductance à mi-bande est :

$$G_{m(MB)} = \frac{-R_5}{R_4 R_1} \quad (2.8)$$

La section passe-haut de $G_m(s)$ fait que le courant appliqué au patient pour un v_{in} donné diminue avec la fréquence. En choisissant correctement R_4 et C_1 , on peut ainsi s'assurer que l'amplitude du courant demeure sous le seuil de perception cutanée pour toute la plage de fréquence utilisée.

Nous avons simulé le circuit de la figure 2.3 avec PSPICE. Les résultats pour la transconductance $G_m = \frac{i_L}{v_i}$ et l'impédance de sortie $Z_{out} = Y_{out}^{-1}$ sont présentés aux figures 2.4 a) et b) respectivement.

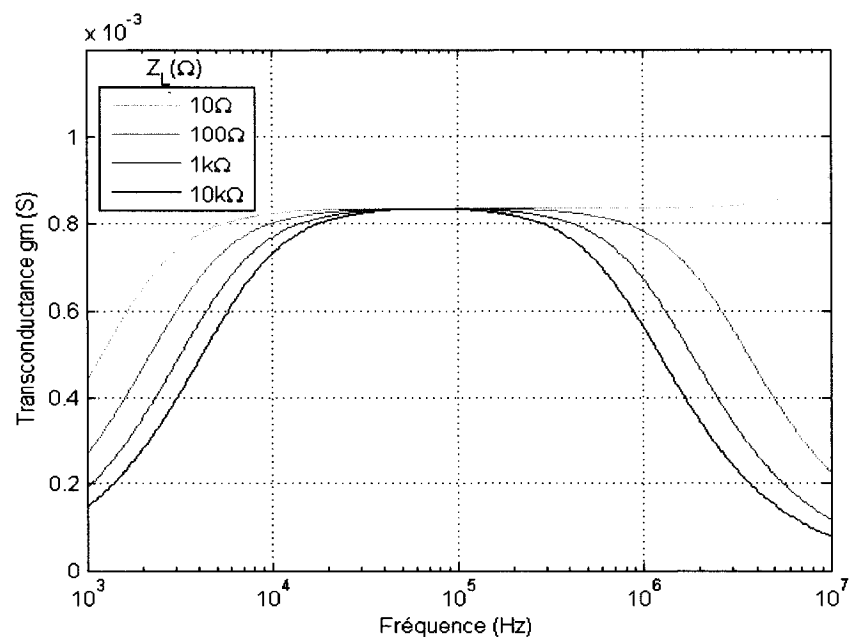
La courbe de g_m obtenue pour $|Z_L| = 10 \Omega$ devrait s'approcher de celle de G_m prédite par l'équation 2.7. La valeur de g_m à mi-bande obtenue par simulation est -0.83 mS alors que celle de G_m calculée avec l'équation 2.8 est :

$$G_{m(MB)} = \frac{-1}{100 \Omega} \frac{100 \Omega}{1200 \Omega} = -0,825 \text{ mS} \quad (2.9)$$

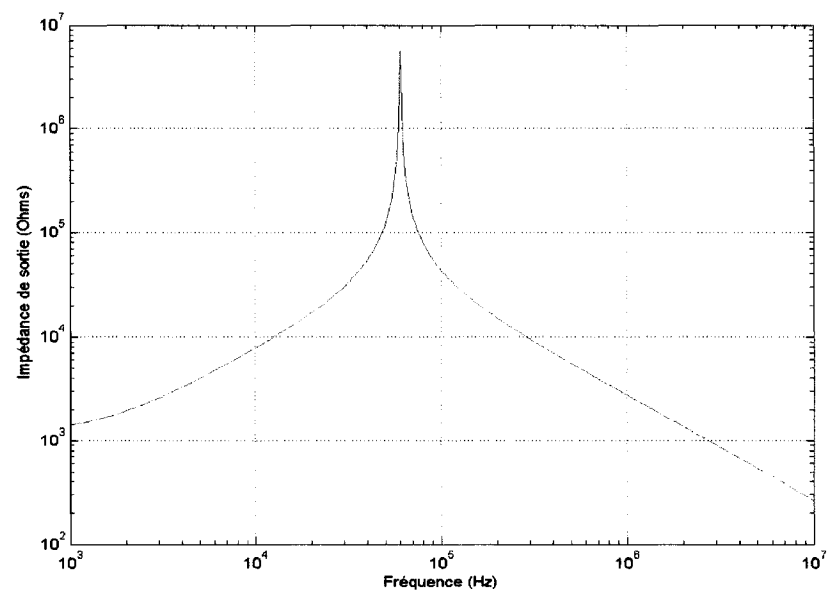
Le signe moins indique simplement une inversion de phase entre le courant i_L et la tension de consigne v_i .

La fréquence de coupure à -3 dB de la section passe-haut de g_m est également assez près de $f_0 = \frac{1}{2\pi R_4 C_1}$ donnée par l'équation 2.7 : 1500 Hz et 1591 Hz respectivement.

La fréquence de coupure à -3 dB de la section passe-bas de G_m est $f_1 = \beta^- f_t$, soit environ 60 MHz puisque $\beta^- = 1$ et que la f_t du MAX437 est 60 MHz. La courbe de



(a)



(b)

Figure 2.4 Caractéristiques du circuit de Howland obtenues par simulation du circuit de la figure 2.3 : a) Transconductance g_m en fonction de la fréquence pour diverses valeurs de $|Z_L|$ et b) Impédance de sortie Z_{out} en fonction de la fréquence

g_m obtenue pour $|Z_L| = 10 \Omega$ montre un dépassement important à haute fréquence, ce qui rend difficile l'estimation de f_1 . Ce dépassement n'est pas prédit par l'équation de $G_m(s)$ parce que le gain de tension de l'ampli op est modélisé par une équation de premier ordre qui ne décrit pas correctement son comportement en hautes fréquences.

La courbe d'impédance de sortie $Z_{out} \equiv Y_{out}(s)^{-1}$ (figure 2.4 b) est caractéristique d'une fonction où $Y_{out}(s)$ passe par zéro à une fréquence donnée (éq. 2.3). Les simulations du circuit de la figure 2.3 placent le maximum de Z_{out} à 61 kHz avec une amplitude de 5.65 M Ω . La valeur de Z_{out} n'est que de 10 k Ω à 1 MHz. La position du maximum peut être modifiée dans une certaine mesure en ajustant les valeurs des composants. Toutefois, puisque la porteuse de référence utilisée en TIE-MF a plusieurs raies spectrales (8 dans notre système), l'impédance de sortie varierait considérablement d'une raie à l'autre. Nous concluons par conséquent, que ce circuit de source de courant n'est pas adéquat pour la TIE-MF.

2.2.2 Sources avec miroirs de courant aux alimentations d'un ampli op

Nous présentons dans cette section trois circuits qui ont été proposés dans la littérature comme sources de courant pouvant convenir aux systèmes de TIE multifréquence. Les trois circuits utilisent des circuits appelés *miroirs de courant* placés en série avec les alimentations d'un ampli op. Les circuits présentés diffèrent par la façon dont les

variations du courant d'alimentation de l'ampli op sont "réfléchies" par les miroirs et modifient le courant appliqué à la charge.

Pour comprendre le fonctionnement de ces circuits, il convient tout d'abord d'expliquer le fonctionnement d'un miroir de courant élémentaire. Les figures 2.5 a) et b) montrent des miroirs de courant réalisés avec des transistors bipolaires (BJT) complémentaires, c'est-à-dire NPN et PNP. L'analyse de ces circuits est similaire et nous nous attarderons uniquement à celui de la figure 2.5 a).

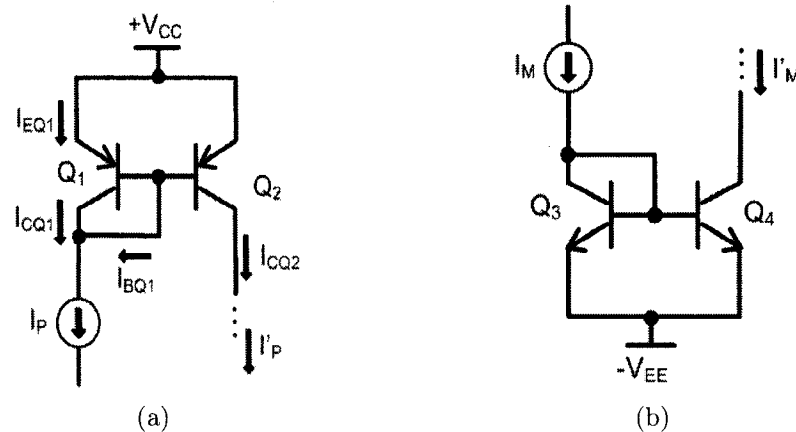


Figure 2.5 Miroirs de courant élémentaires réalisés avec des BJT : a) source de courant et b) puits de courant

Dans ces schémas, $+V_{CC}$ représente la tension (DC) d'alimentation positive des circuits et $-V_{EE}$ la tension d'alimentation négative. I_P est le courant tiré par l'alimentation positive de l'ampli op et I_M le courant tiré par l'alimentation négative. Nous allons démontrer que pour certaines conditions expérimentales, les courants I'_P et I'_M sont des copies des courants I_P et I_M respectivement.

Considérons la paire de transistors Q_1 et Q_2 . Les équations reliant le courant de collecteur des BJT à leur tension base-émetteur sont :

$$I_{CQ1} = I_{SQ1} \left(e^{\frac{V_{BEQ1}}{V_{TQ1}}} - 1 \right) \quad (2.10)$$

$$I_{CQ2} = I_{SQ2} \left(e^{\frac{V_{BEQ2}}{V_{TQ2}}} - 1 \right) \quad (2.11)$$

où I_{SQ1} et I_{SQ2} sont les courants de saturation des transistors Q_1 et Q_2 . Ces courants dépendent de la géométrie des transistors et de certains paramètres de fabrication. V_{TQ1} et V_{TQ2} sont les potentiels thermiques de Q_1 et Q_2 . Le potentiel thermique V_T est défini par :

$$V_T = \frac{kT}{q} \quad (2.12)$$

où k est la constante de Boltzmann ($1,38 \times 10^{-23}$ joules/K), T est la température de la jonction base-émetteur en degrés Kelvin et q est la charge de l'électron ($1,60 \times 10^{-19}$ coulomb).

Supposons que les transistors sont parfaitement identiques ($I_{SQ1} = I_{SQ2}$) et en équilibre thermique ($T_{Q1} = T_{Q2}$). Puisque les deux bases et les deux émetteurs sont interconnectés, on a $V_{BEQ1} = V_{BEQ2}$. Par conséquent,

$$I_{CQ1} = I_{CQ2} \quad (2.13)$$

Puisque $I_{CQ1} = I_P - I_{BQ1}$ et que $I_{CQ2} = I'_P$, on obtient :

$$I_P - I_{BQ1} = I'_P \quad (2.14)$$

Cette équation peut aussi s'écrire :

$$I'_P = I_P \left(1 - \frac{1}{\beta} \right) \quad (2.15)$$

où β est le ratio $\frac{I_C}{I_B}$. Généralement, β est assez grand pour écrire $I'_P \approx I_P$ en première approximation.

Les miroirs de courant utilisés dans les circuits des figures 2.6 et 2.8 sont des raffinements des miroirs élémentaires que nous venons de présenter. L'analyse de ces miroirs, appelés *folded cascode*, dépasse le cadre de cette revue bibliographique mais

on en trouve un excellent exposé dans Sedra et Smith (2004). Les principaux avantages de ces miroirs à quatre transistors ou plus sont : 1) une identité presque parfaite entre les courants réfléchis, (I_P, I'_P) et (I_M, I'_M) et 2) une impédance de sortie pour les sources de I'_P et I'_M environ 100 fois plus grande que celle des circuits de miroirs élémentaires.

Le circuit de la figure 2.6 a été utilisé dans un système de TIE développé par le groupe de Toulouse (Rigaud et Morucci, 1996). Notons que l'ampli op est monté en suiveur de tension : V_{out} suit donc la tension de consigne v_i . Pour $v_i = 0$, l'ampli op tire des alimentations +15 V et -15 V des courants de repos I_{PQ} et I_{MQ} . Si ces courants sont identiques, les courants I'_{PQ} et I'_{MQ} réfléchis par les miroirs seront égaux et le courant I_L allant à la charge sera nul.

Pour $v_i > 0$, un courant $I_{out} = \frac{v_i}{R}$ passera dans R. Ce courant proviendra de l'alimentation positive de l'ampli op et sera réfléchi par le miroir de courant formé des 4 transistors PNP. Inversement, pour $v_i < 0$, le courant I_{out} proviendra de l'alimentation -15V et sera réfléchi par le miroir formé des 4 transistors NPN.

De façon générale, on peut écrire pour le courant allant à la charge :

$$I_L \equiv I'_P - I'_M = \frac{v_i}{R} \quad (2.16)$$

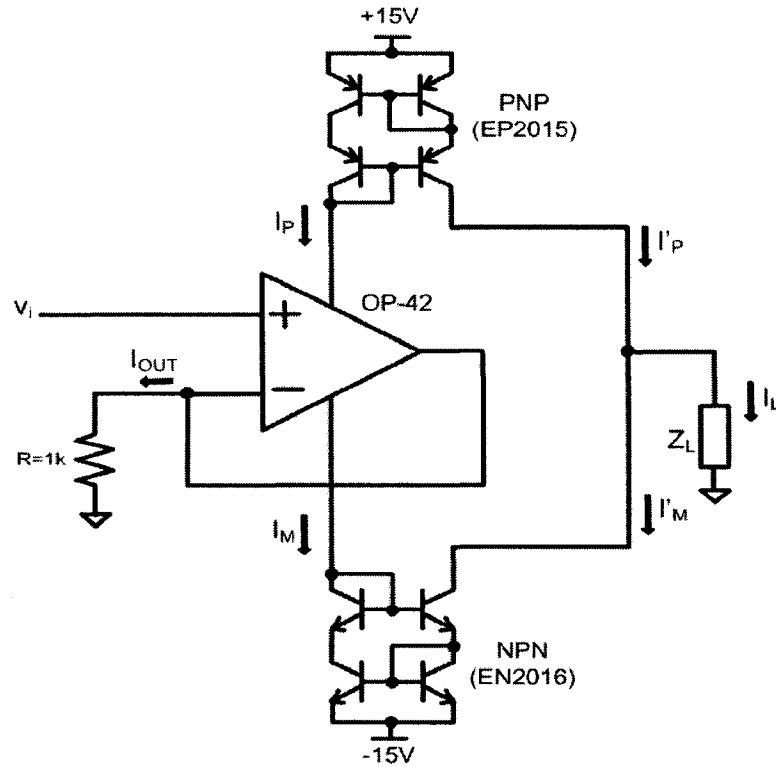


Figure 2.6 Source de courant avec miroirs de courant entre les alimentations et la sortie directement reliée à la charge.

à la condition que les courants de repos I'_{PQ} et I'_{MQ} de l'ampli op soient identiques.

La transconductance de cette source de courant est donc :

$$G_m \equiv \left. \frac{i_L}{v_i} \right|_{v_L=0} = \frac{1}{R} \quad (2.17)$$

Les résultats des simulations PSPICE de ce circuit sont présentées aux figures 2.7 a) et b). La transconductance $g_m = \frac{i_L}{v_i}$ pour différentes charges Z_L est très uniforme du DC à 100 kHz environ mais varie considérablement à plus haute fréquence. Il y a un dépassement important pour de faibles valeurs de Z_L . L'impédance de sortie

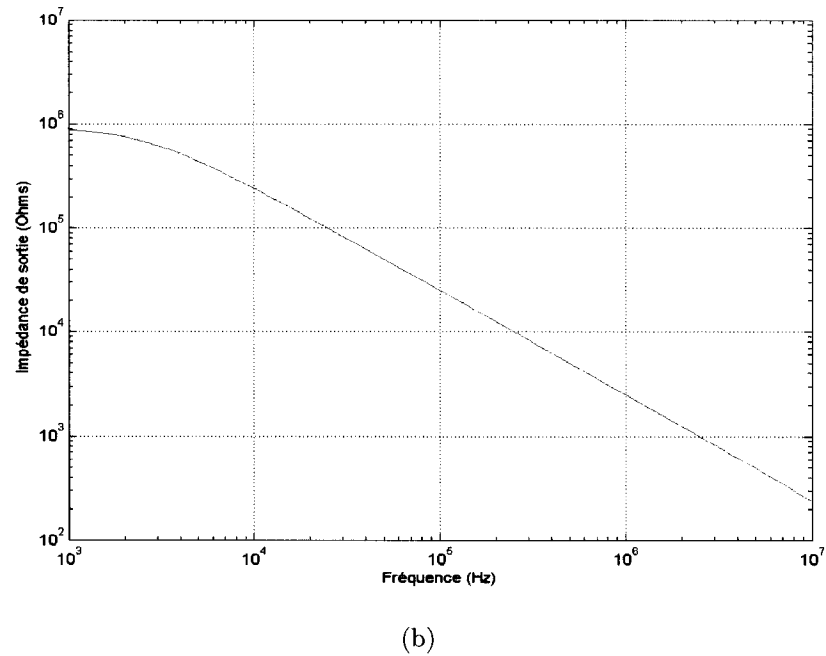
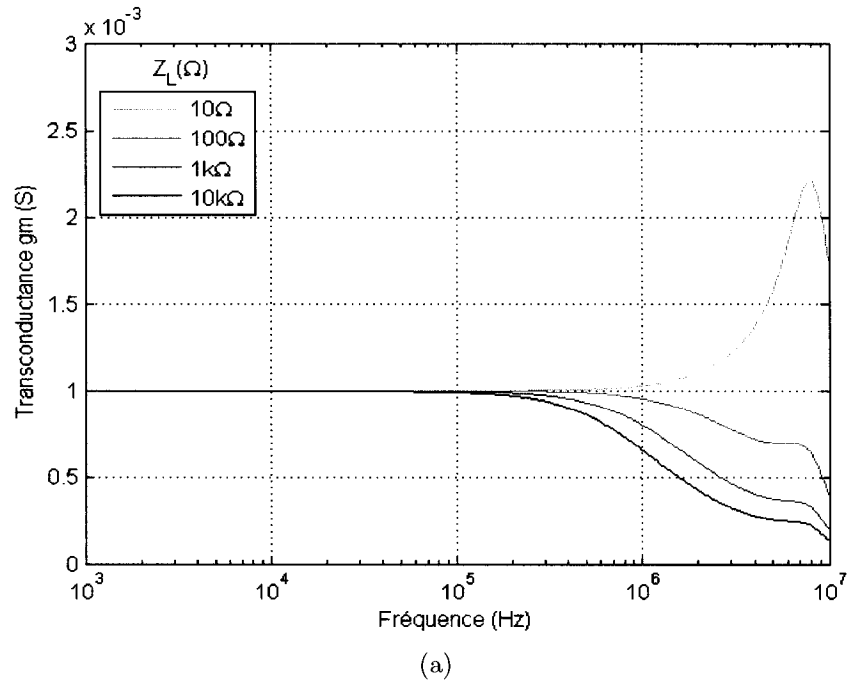


Figure 2.7 Caractéristiques d'une source de courant avec miroirs de courant entre les alimentations et la sortie directement à la charge obtenues par simulation du circuit de la figure 2.6 : a) Transconductance g_m en fonction de la fréquence pour diverses valeurs de $|Z_L|$ et b) Impédance de sortie Z_{out} en fonction de la fréquence

est élevée à basse fréquence (241 kΩ à 10 kHz) mais diminue rapidement (2.5 kΩ à 1 MHz).

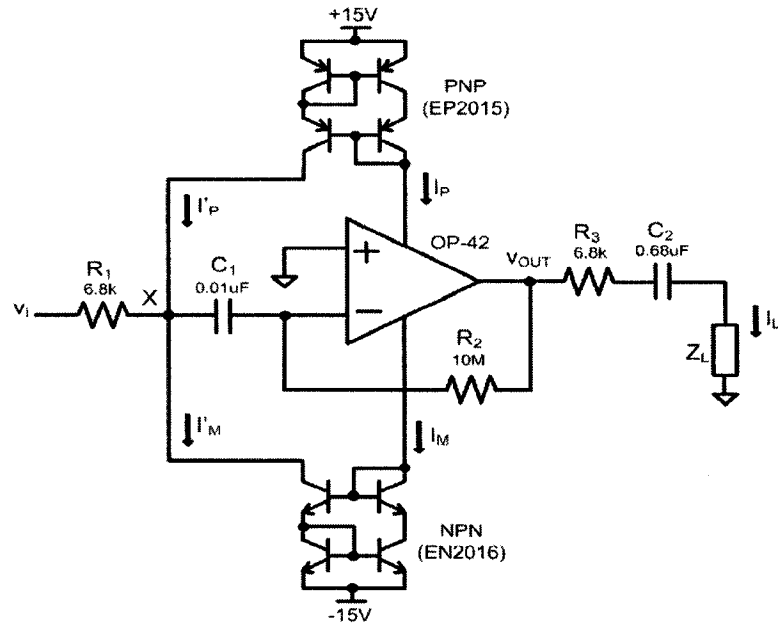


Figure 2.8 Source de courant avec miroirs de courant entre les alimentations et la sortie à un noeud de sommation.

Le second circuit (figure 2.8) a été proposé par Denyer *et al.* (1994a,b). En DC, C_1 et C_2 sont des circuits ouverts et l'ampli op est un suiveur de tension. La sortie de l'ampli op est donc près de zéro. Aucun courant DC ne va à la charge. À des fréquences suffisamment élevées pour que C_1 et C_2 soient considérés des courts circuits, le noeud X devient une masse virtuelle. La loi des noeuds permet d'écrire :

$$\frac{v_i}{R_1} + I'_P - I'_M + \frac{v_{out}}{R_2} = 0 \quad (2.18)$$

Si on considère une charge $Z_L = 0$ ($v_L = 0$) alors $v_{out} = R_3 I_L$. Donc,

$$\frac{v_i}{R_1} + I'_P - I'_M + \frac{R_3 I_L}{R_2} = 0 \quad (2.19)$$

Cependant, le courant I_L provient de l'alimentation positive de l'ampli op si $v_{out} > 0$ (i.e. si $v_i < 0$ en raison de l'inversion) et de l'alimentation négative si $v_{out} < 0$. Si on fait l'hypothèse que les courants de repos I_{PQ} et I_{MQ} de l'ampli op sont identiques, alors :

$$\begin{aligned} I_L &= I_P \approx I'_P && \text{pour } v_i < 0 \\ I_L &= -I_M \approx -I'_M && \text{pour } v_i > 0 \end{aligned} \quad (2.20)$$

La forme générale de l'équation 2.19 est :

$$\frac{v_i}{R_1} + I_L \left(1 + \frac{R_3}{R_2} \right) = 0 \quad (2.21)$$

$$\therefore I_L = \frac{-v_i}{R_1} \left(\frac{R_2}{R_2 + R_3} \right) = 0 \quad (2.22)$$

La transconductance G_m de cette source de courant est alors :

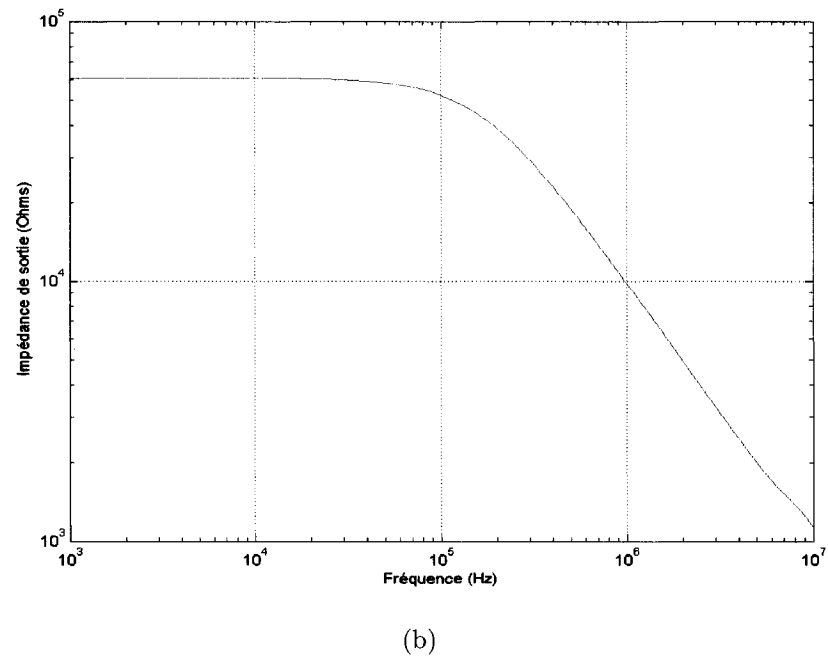
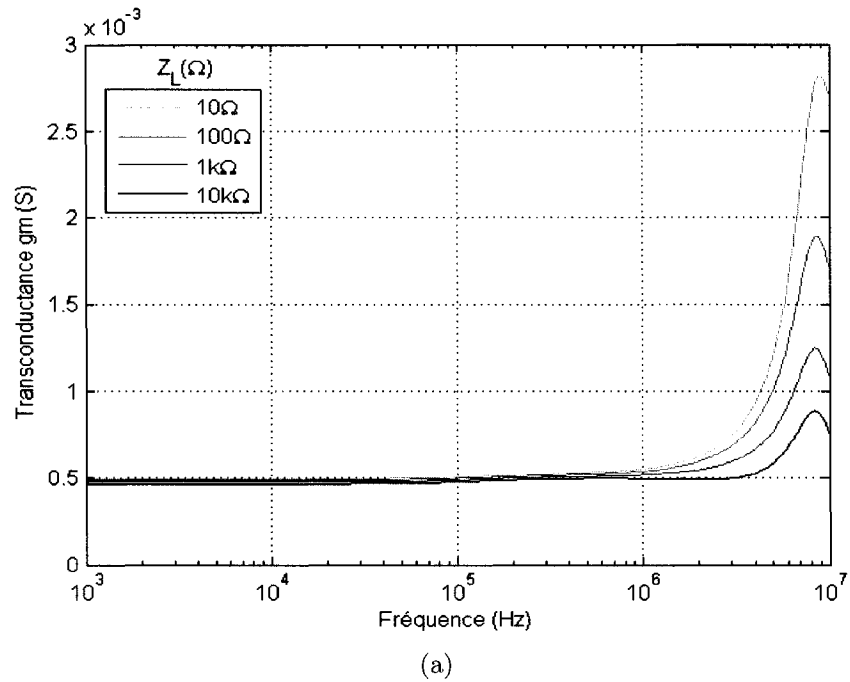


Figure 2.9 Caractéristiques d'une source de courant avec miroirs de courant entre les alimentations et la sortie à un noeud de sommation obtenues par simulation du circuit de la figure 2.8 : a) Transconductance g_m en fonction de la fréquence pour diverses valeurs de $|Z_L|$ et b) Impédance de sortie Z_{out} en fonction de la fréquence

$$G_m \equiv \left. \frac{i_L}{v_i} \right|_{v_L=0} = \frac{-1}{R_1} \left(\frac{R_2}{R_2 + R_3} \right) \quad (2.23)$$

Les figures 2.9 a) et b) présentent les résultats des simulations de ce circuit. On note que la transconductance g_m demeure relativement indépendante de $|Z_L|$ sur une plus grande plage de fréquences que le circuit précédent (jusqu'à environ 1 MHz comparativement à 100 kHz pour le circuit de la figure 2.6). Par contre, les dépassements à haute fréquence sont présents quelle que soit la valeur de Z_L .

L'impédance de sortie de ce circuit est relativement constante jusqu'à environ 50 kHz mais elle est faible (61 k Ω à 10 kHz). À 1 MHz, Z_{out} n'est que de 9.9 k Ω .

2.2.2.1 Source réalisée avec un amplificateur à rétroaction de courant

Le circuit de la figure 2.11 a été décrit par Bragos *et al.* (1994). Le principe de fonctionnement est essentiellement le même que pour le circuit de la figure 2.6. Une différence importante relativement à ce dernier est que les transistors formant les miroirs de courant font partie de l'ampli op au lieu de provenir de puces séparées. En principe, l'intégration de ces composants devrait donner un meilleur appariement des miroirs et donc de meilleures performances en tant que source de courant.

L'ampli op AD844 (Analog Devices) utilisé dans ce circuit est du type à *rétroaction de courant*. La structure interne de ce type d'ampli op est illustrée à la figure 2.10. Une

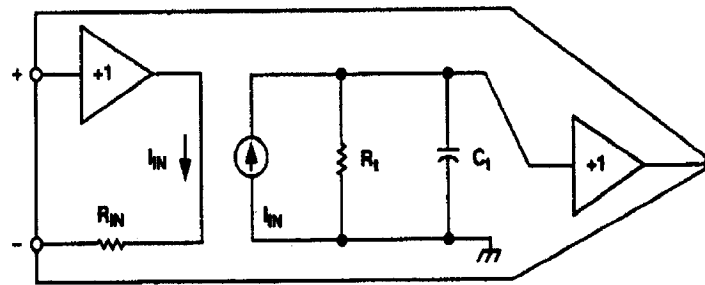


Figure 2.10 Structure interne de l'amplificateur à rétroaction de courant AD844

description détaillée de cette structure et des particularités de son application aux circuits usuels (amplis inverseurs et non-inverseurs, intégrateurs, etc) dépasse le cadre de cette revue bibliographique. Soulignons toutefois une différence majeure entre ce type d'ampli op et le type conventionnel, lequel utilise la rétroaction de tension. Dans un amplificateur (inverseur ou non-inverseur) réalisé avec un ampli op conventionnel, les composants externes qui déterminent le gain de tension affectent aussi la réponse en fréquence, de sorte que le produit gain-bande passante du circuit ne peut jamais dépasser le produit gain-bande passante (f_t) de l'ampli op. Une augmentation du gain de tension du circuit entraîne une réduction de sa bande passante et vice-versa. Par contre, le même amplificateur réalisé avec un ampli op à rétroaction de courant utilise des composants externes qui déterminent le gain de tension indépendamment de la bande passante.

Le circuit de la figure 2.11 n'utilise pas cette propriété intéressante des amplis op à rétroaction de courant. En fait, son originalité réside dans une particularité du AD844 : l'accès par une broche de la puce au point de sommation de courant des

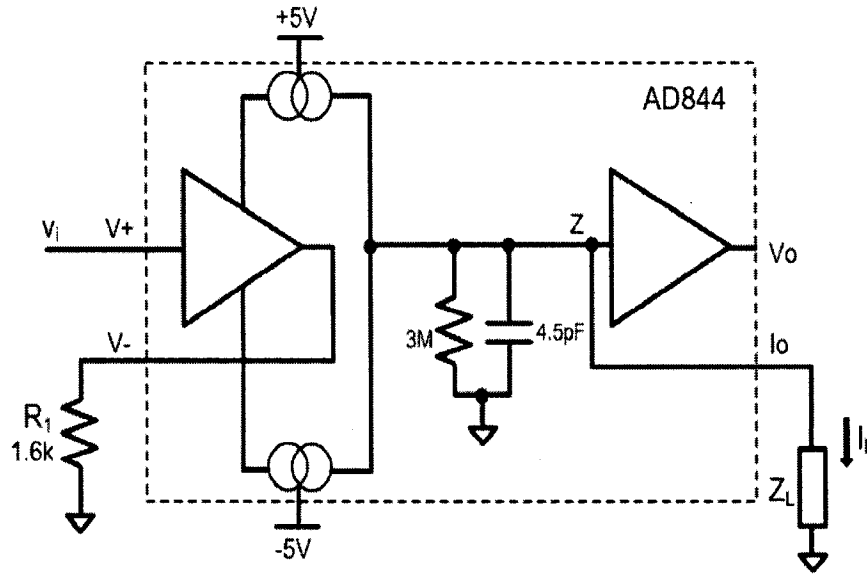


Figure 2.11 Source de courant avec miroirs de courant entre les alimentations, réalisé avec un amplificateur à rétroaction de courant AD844

miroirs (le noeud Z à la figure 2.11). En première approximation, la transconductance

G_m de cette source de courant est donnée par :

$$G_m \equiv \left. \frac{i_L}{v_i} \right|_{v_L=0} = \frac{a}{R_1} \quad (2.24)$$

où a est une constante spécifique à l'ampli op.

Les résultats des simulations de ce circuit avec PSPICE sont présentées aux figures 2.12 a) et b). La transconductance g_m a une uniformité remarquable du DC à 1 MHz, quelle que soit la valeur de $|Z_L|$. L'impédance de sortie (Z_{out}) du circuit est déterminée principalement par la résistance de 3 M Ω et le condensateur de 4.5 pF internes à la puce. L'impédance de sortie des miroirs de courant et l'impédance d'entrée de l'étage

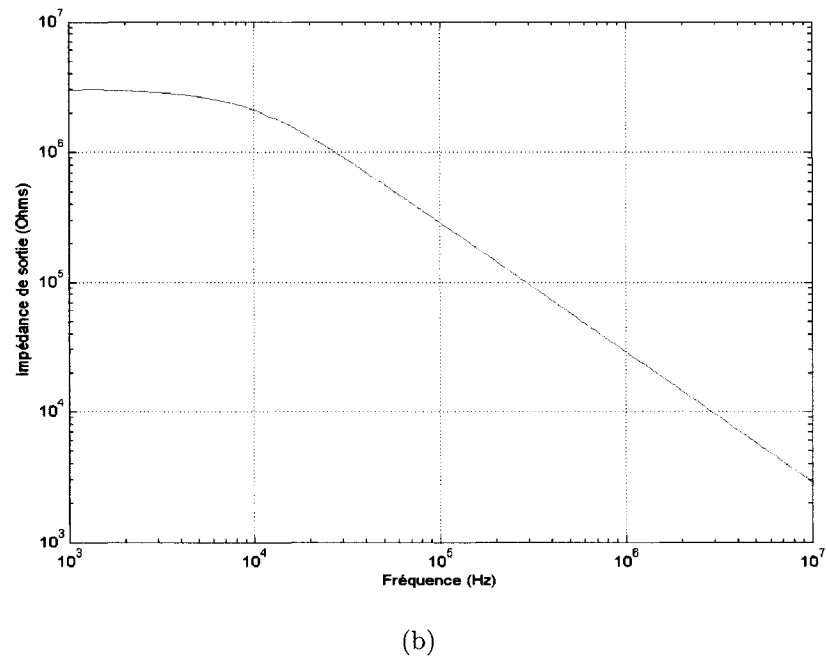
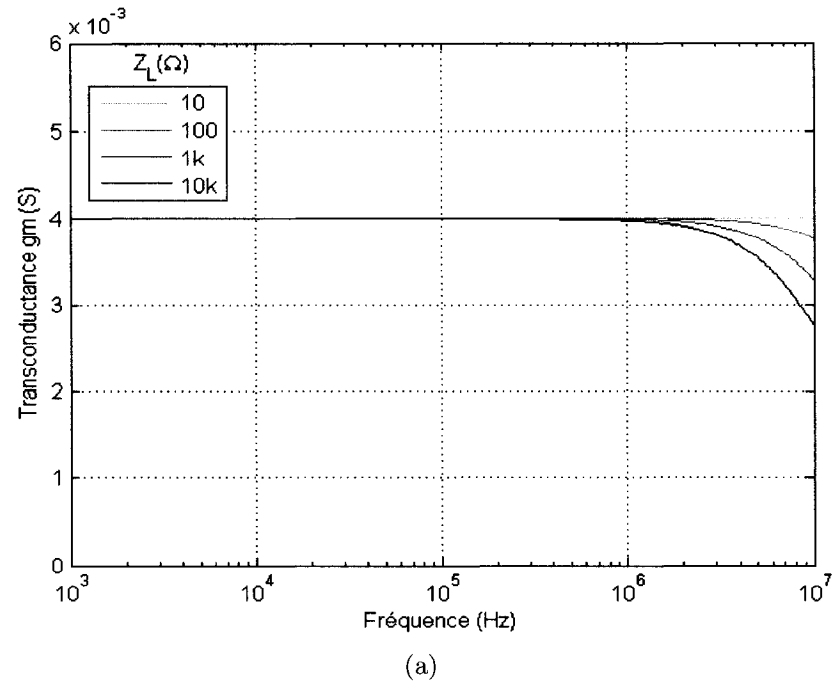


Figure 2.12 Caractéristiques d'une source de courant réalisé avec un amplificateur à rétroaction de courant obtenues par simulation du circuit de la figure 2.11 : a) Transconductance g_m en fonction de la fréquence pour diverses valeurs de $|Z_L|$ et b) Impédance de sortie en fonction de la fréquence

final de l'ampli op se retrouvent en parallèle avec ce réseau RC et contribuent à la diminution de Z_{out} à haute fréquence. Les valeurs de $|Z_{out}|$ obtenues par simulation sont 2.28 M Ω à 10 kHz et 28.9 k Ω à 1 MHz.

2.2.3 Source de courant réalisée avec un amplificateur d'instrumentation

Un amplificateur d'instrumentation (A.I.) est un circuit électronique polyvalent disponible sous forme monolithique mais que l'on peut aussi réaliser avec des amplis op discrets. Les principales propriétés d'un A.I. sont : 1) amplification différentielle, 2) impédances d'entrée très grandes et bien appariées, 3) gain de tension en mode différentiel déterminé par une seule résistance externe (R_G dans le circuit de la figure 2.13), ou bien par des résistances très précises intégrées à la puce et que l'on peut choisir par l'interconnexion de deux broches, 4) une entrée désignée REF qui permet d'ajouter un signal externe au signal de sortie, 5) un gain de tension en mode commun très petit et 6) une impédance de sortie très faible. Certains A.I. possèdent aussi une broche SENSE qui est normalement branchée à la sortie, mais que l'on peut utiliser autrement pour modifier le taux de rétroaction de l'étage de sortie.

La fonction caractéristique d'un A.I. s'écrit :

$$V_{out} = A_d(V_1 - V_2) + A_{CM}\frac{(V_1 + V_2)}{2} + V_{REF} \quad (2.25)$$

où A_d est le gain de tension en mode différentiel et A_{CM} le gain de tension en mode commun. Ces deux gains sont fonction de la fréquence. Leur forme est généralement celle d'un filtre passe-bas du 1er ordre, mais les fréquences de coupure à -3 dB ne sont pas les mêmes.

La figure 2.13 illustre une source de courant réalisée avec un amplificateur d'instrumentation. L'explication du fonctionnement du circuit en tant que source de courant est grandement facilitée si l'on fait les hypothèses suivantes : 1) le gain de tension en mode commun est négligeable comparativement au gain différentiel, et 2) l'impédance d'entrée à la broche REF est très grande, de sorte que le courant provenant de la sortie de l'A.I. va entièrement à la charge Z_L .

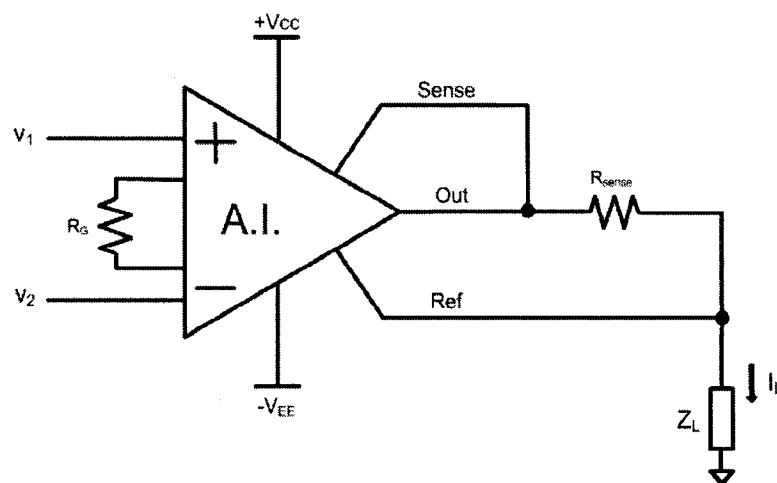


Figure 2.13 Source de courant réalisée avec un amplificateur d'instrumentation

La première hypothèse permet de simplifier l'équation 2.25.

$$V_{out} = A_d(V_1 - V_2) + V_{REF} \quad (2.26)$$

La seconde hypothèse permet d'écrire :

$$V_{REF} \equiv v_L = v_{out} - I_L R_{sense} \quad (2.27)$$

En substituant 2.27 en 2.26, on obtient :

$$I_L = \frac{A_d}{R_{sense}}(V_1 - V_2) \quad (2.28)$$

La transconductance est alors :

$$G_m \equiv \left. \frac{i_L}{(v_1 - v_2)} \right|_{v_L=0} = \frac{A_d}{R_{sense}} \quad (2.29)$$

Dans le cas idéal, c'est-à-dire avec les deux hypothèses vérifiées et A_d constant à toutes les fréquences, cette source de courant aurait une impédance de sortie (Z_{out}) infinie. Ces conditions sont irréalisables en pratique. Comme mentionné plus haut, les gains différentiel et mode commun sont tous deux fonction de la fréquence ($A_d(s)$ et $A_{CM}(s)$).

Le ratio gain différentiel sur gain mode commun est exprimé en dB par le taux de rejet du mode commun (TRMC) :

$$TRMC(s) \equiv 20 \log_{10} \frac{A_d(s)}{A_{CM}(s)} \quad (2.30)$$

Bien que très grand à basse fréquence, le TRMC diminue avec la fréquence, invalidant la première hypothèse. De même, l'impédance d'entrée à la broche REF est fonction de la fréquence et n'est généralement pas très grande.

La figure 2.14 illustre le circuit de source de courant que nous avons simulé avec PSPICE. L'amplificateur d'instrumentation a été réalisé avec trois amplis op de type MAX427 (Maxim) et six résistances de 10 k Ω que nous supposons appariées. Avec $R_G = 50\text{k}\Omega$ et une résistance $R'_S = R_S = 1\text{k}\Omega$ dans la boucle de rétroaction, le A_d à mi-bande est 1.4 V/V. La transconductance à mi-bande $G_{m(MB)}$ est donc 1.4 mS.

Les figures 2.15 a) et b) montrent les résultats des simulations pour la transconductance $g_m \equiv \left. \frac{i_L}{v_1} \right|_{v_2=0}$ et l'impédance de sortie Z_{out} en fonction de la fréquence. La courbe de g_m pour $|Z_L| = 10 \Omega$ devrait, en principe, être très semblable à celle de G_m (définie par 2.29) également pour $v_2 = 0$. On note que les valeurs à mi-bande sont semblables : 1.1882 mS et 1.4 mS pour les valeurs simulée et analytique respectivement.

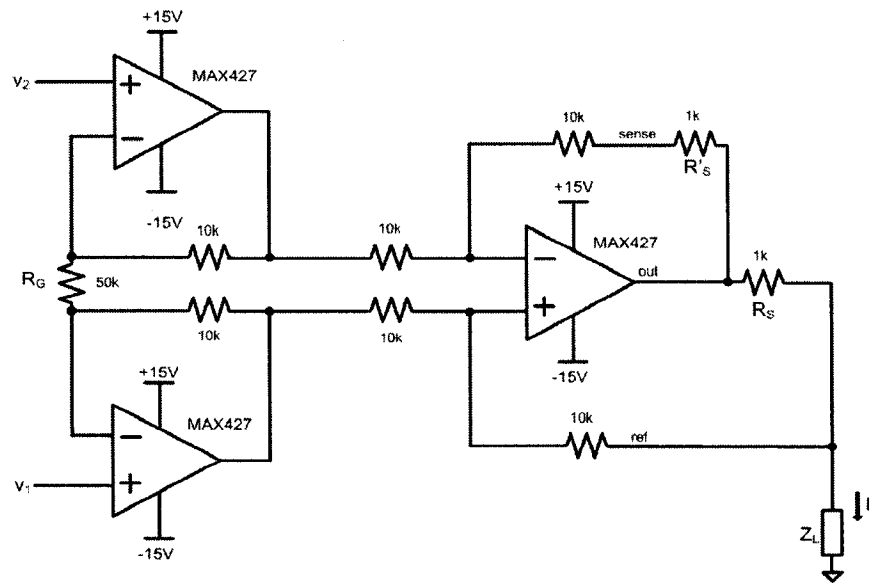


Figure 2.14 Cas particulier du circuit de la figure 2.13 où l'amplificateur d'instrumentation est réalisé avec 3 amplis op et 6 résistances de 10 k Ω appariées

L'impédance de sortie du circuit simulé est environ 360 k Ω à 10 kHz mais chute à environ 3,6 k Ω à 1 MHz. Ces spécifications ne rencontrent donc pas les critères que nous avons fixés. De plus, les simulations supposaient un appariement parfait des six résistances de 10 k Ω . Or, une faible déviation dans les valeurs de ces résistances augmente le gain en mode commun, rendant les performances du circuit en tant que source de courant moins intéressantes.

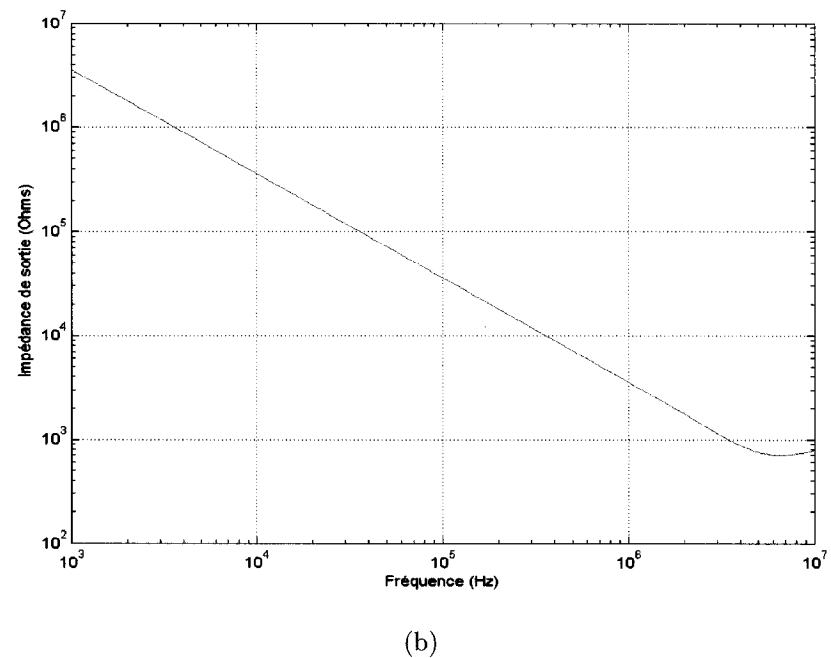
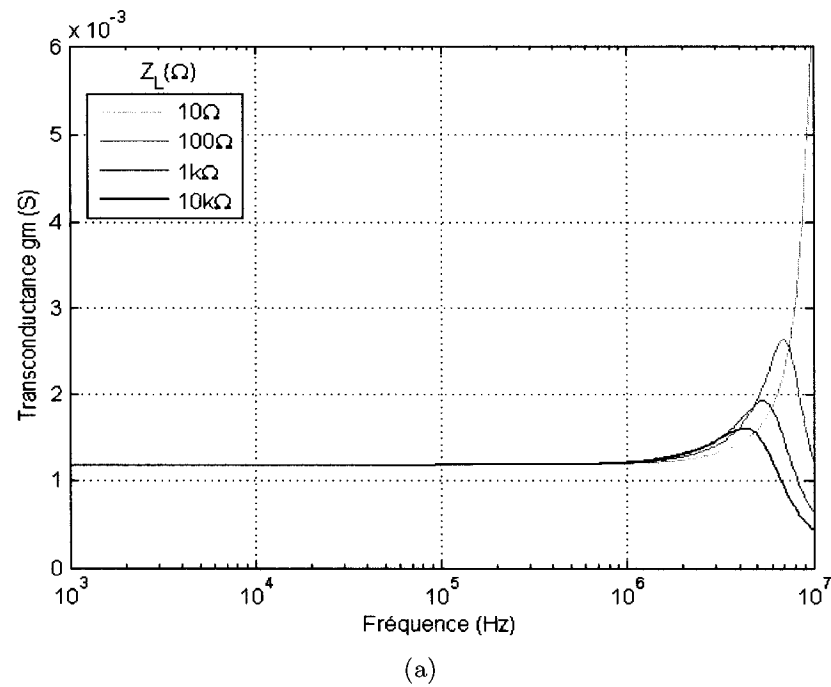


Figure 2.15 Caractéristiques de la source de courant réalisée avec un amplificateur d'instrumentation obtenues par simulation du circuit de la figure 2.14 : a) Transconductance g_m en fonction de la fréquence pour diverses valeurs de $|Z_L|$ et b) Impédance de sortie Z_{out} en fonction de la fréquence

2.2.4 Conclusion

Plusieurs types de sources de courant tirées de la littérature ont été présentées. Le tableau 2.4 résume les résultats obtenus à l'aide de simulations. Dans ce tableau, la transconductance est présentée pour une impédance de charge de $1\text{ k}\Omega$ à des fréquences de 10 kHz et de 1 MHz ; l'impédance de sortie est donnée pour ces deux mêmes fréquences.

Tableau 2.4 Résumé des résultats de simulations

Type de source	Transconductance (g_m)		Impédance de sortie (Z_{out})	
	10 kHz	1 MHz	10 kHz	1 MHz
Circuit de Howland	$768.60\text{ }\mu\text{S}$	$672.54\text{ }\mu\text{S}$	$7.8497\text{ k}\Omega$	$2.7596\text{ k}\Omega$
Source avec miroirs de courant entre les alimentations et sortie à un noeud de sommation	$477.65\text{ }\mu\text{S}$	$521.67\text{ }\mu\text{S}$	$60.773\text{ k}\Omega$	$9.8303\text{ k}\Omega$
Source avec miroirs de courant entre les alimentations et sortie directement à la charge	1.00 mS	0.8053 mS	$241.37\text{ k}\Omega$	$2.4965\text{ k}\Omega$
Source réalisée avec un amplificateur à rétroaction de courant	4.00 mS	4.00 mS	$2.2827\text{ M}\Omega$	$28.936\text{ k}\Omega$
Source réalisée avec un amplificateur d'instrumentation	1.20 mS	1.20 mS	$360\text{ k}\Omega$	$3.6\text{ k}\Omega$

La source avec un amplificateur à rétroaction de courant présente une transconductance constante peu importe la charge ($10\text{ }\Omega$ à $10\text{ k}\Omega$) ou la fréquence (10 kHz à

1 MHz). Cependant, l'impédance de sortie de cette source est inférieure à $30\text{ k}\Omega$ à une fréquence de 1 MHz. La source de Howland, les sources avec des miroirs de courant et la source réalisée avec un amplificateur d'instrumentation présentent une transconductance variable en fonction de la fréquence et de la charge, en plus d'avoir une faible impédance de sortie à haute fréquence.

Un autre type de source a été étudié, soit l'utilisation d'amplificateurs de transconductance (Casas *et al.*, 1996; Hartov *et al.*, 2000, 2001). Les résultats ne sont pas meilleurs que ceux des types présentés précédemment, d'où la décision de ne pas les inclure dans le mémoire.

En conclusion, l'approche classique de la TIE simple fréquence basée sur des sources de courant ne semble pas convenir à la TIE-MF. Les tests décrits dans le présent chapitre montrent qu'aucun circuit de source de courant décrit dans la littérature ne permet d'obtenir les caractéristiques désirées soit une transconductance constante pour des charges comprises entre $10\ \Omega$ et $10\text{ k}\Omega$ et une grande impédance de sortie pour toute la plage de fréquences utilisée (10 kHz à 1 MHz). Une étude comparative (Bertemes-Filho *et al.*, 2000) entre le circuit de Howland et le circuit avec des miroirs de courant parvient à la même conclusion. Dans cette étude, en plus de simuler les circuits, des mesures expérimentales ont été prises. Aucune des sources testées n'offrait une impédance de sortie supérieure à $100\text{ k}\Omega$ à une fréquence de 1 MHz.

Les résultats des simulations nous ont convaincu d'adopter pour le module d'électrodes actives du tomographe multifréquence l'approche d'excitation par des sources de tension et la mesure directe des courants appliqués. Cette approche n'est pas nouvelle et a déjà été utilisée par les groupes de Keele (Record, 1994), de Darmouth (Hartov *et al.*, 2001) et de Oxford (Zhu *et al.*, 1992, 1994; McLeod *et al.*, 1996). Il est possible de déterminer le courant réellement appliqué par chaque électrode grâce à une résistance placée en série avec les sources de tension. La différence avec l'approche classique vient du fait qu'il faudra ajuster, avant chaque mesure, l'amplitude de la tension appliquée à chaque électrode de la paire d'excitation. Il faudra également tenir compte dans les algorithmes de reconstruction de la possibilité d'un débalancement entre les courants de la paire d'excitation et du retour vers la masse du courant excédentaire. Ces exigences compliquent la conception du tomographe mais il semble que ce soit la seule façon d'atteindre les objectifs d'un fonctionnement en multifréquence.

2.3 Résumé

Nous venons de présenter une revue de littérature effectuée pour ce projet de maîtrise. Cette dernière était divisée en deux parties. La première nous a permis de fixer les critères de conception de notre système de TIE-MF et plus particulièrement ceux du MÉA. Ils serviront donc de guide pour le design du module. La seconde partie présente les simulations des différentes sources de courant. Avec ces simulations, nous

avons constaté qu'aucune des sources de courant ne répondait à nos critères et qu'il fallait donc opter pour une source de tension en série avec une résistance de mesure. Les chapitres suivants présentent les différentes étapes de conception du MÉA ainsi que les tests de caractérisation effectués.

CHAPITRE 3

MÉTHODOLOGIE

Ce chapitre aborde l'étape principale de notre projet de maîtrise : la réalisation d'un module d'électrodes actives (MÉA) conçu pour la tomographie d'impédance électrique multifréquence (TIE-MF).

Le chapitre comprend cinq sections. Dans la première, nous rappelons les principales différences entre la TIE conventionnelle et la TIE multifréquence. Cette comparaison porte à la fois sur l'instrumentation nécessaire à la mise en oeuvre de ces techniques et sur les possibilités d'applications cliniques qu'elles offrent. La deuxième section présente les caractéristiques du système de TIE-MF présentement développé à l'Institut de génie biomédical. La section trois décrit l'unité centrale du système de TIE-MF. Bien que le développement de cette unité centrale fasse partie du projet de doctorat d'un autre étudiant, nous jugeons pertinent d'en donner ici les principales caractéristiques, puisqu'elles ont orienté la conception du MÉA. La section quatre de ce chapitre porte entièrement sur le MÉA. On y présente l'architecture générale, les caractéristiques des principaux circuits électroniques qui le composent et les fonctions réalisées par le logiciel embarqué. Enfin, à la section cinq, nous décrivons un adaptateur réalisé dans le but de faciliter les essais en laboratoire du MÉA et de l'unité centrale

du système de TIE multifréquence. Cet adaptateur permet de faire fonctionner les modules du système multifréquence avec des modules complémentaires d'un système de TIE simple fréquence existant.

3.1 Différences entre la TIE conventionnelle et multifréquence

La TIE multifréquence est une extension de la TIE conventionnelle. Cette dernière donne une information partielle sur les tissus du corps : leurs propriétés électriques (conductivité σ et permittivité ϵ) à une seule fréquence, habituellement comprise entre 10 kHz et 100 kHz. En fait, à cause des limites de l'instrumentation disponible actuellement, on n'obtient pas, dans des conditions d'enregistrement *in vivo*, les valeurs absolues de ces propriétés (ce qui permettrait d'identifier certains tissus) mais seulement des valeurs du changement relatif produit par un processus physiologique tel la respiration ou l'activité cardiaque. Ainsi, on ne peut obtenir avec la TIE conventionnelle que des images *dynamiques*, qui montrent comment les propriétés des tissus d'une partie du corps changent dans le temps.

La TIE multifréquence, par contre, effectue un échantillonnage plus complet des propriétés électriques des tissus en utilisant plusieurs fréquences d'excitation simultanément et en couvrant un plus large spectre. Plusieurs types d'images peuvent être réalisées avec les données multifréquence. Premièrement, on peut comme pour la TIE conventionnelle réaliser des images dynamiques en utilisant des trames de mesures

prises à des instants t_1 et t_2 . Avec 8 fréquences d'excitation, on peut ainsi obtenir 8 images dynamiques montrant l'effet d'un processus physiologique sur la distribution des propriétés électriques des tissus dans cette partie du corps. Ces 8 images ne seront pas nécessairement semblables puisque le changement relatif de chaque propriété dépend aussi de la fréquence d'excitation.

Le deuxième type d'images que l'on peut réaliser sont des images *quasi-statiques*. Dans ce cas-ci, on utilise des trames de mesures prises à un instant t donné et l'on effectue la reconstruction des différences de propriétés électriques à deux fréquences f_1 et f_2 différentes. Avec 8 fréquences, on obtiendrait ainsi 28 images quasi-statiques (i.e. toutes les combinaisons de 2 fréquences parmi 8). Les différences entre ces 28 images dépendraient de l'étalement en fréquence des propriétés électriques des tissus dans la partie du corps imagée. Une propriété intéressante des images quasi-statiques est qu'il est possible de visualiser des structures dont les propriétés électriques ne varient pas dans le temps. La seule condition pour qu'une structure soit visible dans une image quasi-statique est que ses propriétés électriques à la fréquence f_1 soient suffisamment différentes de celles à la fréquence f_2 pour surmonter les différences dans les caractéristiques de l'instrumentation (par exemple, le gain des amplificateurs ou la transconductance des sources de courant). On pourrait donc par imagerie statique voir des organes tels l'estomac, le foie, le colon, etc. dont les propriétés électriques ne varient que très peu dans le temps.

Le dernier type, généralement le plus utilisé en TIE-MF, sont les images *paramétriques*. Cette technique d'imagerie vise à déterminer la distribution des paramètres d'une équation mathématique, qui modélise la conductivité complexe des tissus biologiques en fonction de la fréquence. En utilisant 8 fréquences, on peut caractériser chacun des pixels par un genre de "signature" qui permet d'identifier le type de tissus représenté par ce pixel. Tout comme pour l'imagerie quasi-statique, l'imagerie paramétrique permet de visualiser des structures dont les propriétés électriques changent peu dans le temps. Il faut cependant que les fréquences utilisées couvrent un spectre assez large pour observer les changements fréquentiels des tissus à imager. Le système de TIE-MF que nous développons présentement vise principalement la réalisation d'une imagerie paramétrique.

3.2 Système de TIE-MF

La figure 3.1 présente le schéma-bloc du système de TIE-MF. Comme pour les divers systèmes de TIE simple fréquence réalisés par notre laboratoire depuis une dizaine d'années, celui-ci adopte une architecture dite *semi-distribuée*. Dans ce type d'architecture, les trois fonctions essentielles d'un système de TIE sont réalisées par trois unités distinctes : 1) l'interface aux électrodes, 2) la génération des signaux qui déterminent le courant appliqué et la démodulation des signaux qui contiennent l'information sur les propriétés électriques des tissus et 3) la reconstruction des i-

mages. Cette répartition des tâches a des répercussions importantes au niveau des performances du système, de l'encombrement qu'il crée autour du lit du patient et sur son coût. Par exemple, le fait de concentrer tous les circuits d'interface dans un module (le MÉA) que l'on place sur le thorax du patient permet de minimiser la longueur des câbles allant aux électrodes et par le fait même réduire les effets des capacités parasites et la susceptibilité des circuits aux interférences électromagnétiques. En contrepartie, cet emplacement ajoute des contraintes au niveau de l'isolation électrique, des dimensions du module, de son poids et de sa dissipation de puissance.

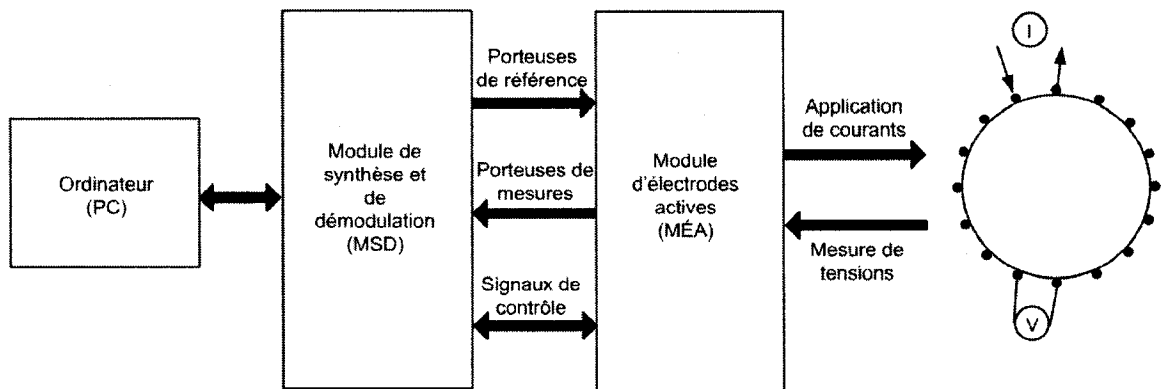


Figure 3.1 Schéma-bloc du système de TIE-MF

L'encombrement créé par l'instrumentation est une considération importante dans un contexte de monitoring en soins intensifs étant donné le nombre d'appareils de support qui entourent généralement le lit du patient. Ici encore, une architecture semi-distribuée est avantageuse puisqu'elle permet une grande flexibilité quant à l'emplacement physique de l'unité centrale (le MSD) et de l'ordinateur. Étant donné la quantité de circuits électroniques que contient le MSD, sa dissipation de puissance est relativement élevée (de 30 à 50 W) et cela peut exiger des ventilateurs pour main-

tenir la température à l'intérieur du boîtier à un niveau sécuritaire. Ceci ajoute la contrainte d'avoir à contrôler le bruit produit par les ventilateurs ; problème que l'on peut résoudre plus facilement si le MSD et l'ordinateur peuvent être placés à plusieurs mètres du lit.

Le coût d'un appareil médical est aussi un facteur pouvant influencer l'acceptation d'une nouvelle technologie, particulièrement si elle n'a pas encore fait ses preuves. Dans un système de TIE, l'ordinateur effectue diverses opérations essentielles : le contrôle du système (généralement par une interface graphique), l'acquisition de données et l'archivage des données sur disque, la reconstruction des images et leur affichage à l'écran, certains traitements particuliers comme le calcul d'un index de ventilation pulmonaire, etc. Ces opérations peuvent être adéquatement réalisées par un ordinateur personnel (PC). Ceci permet de réduire le coût du système.

3.3 Unité centrale du système de TIE-MF

La figure 3.2 est le schéma-bloc du module de synthèse et de démodulation (MSD) de notre système de TIE-MF. Ce module comprend les circuits suivants :

- Un microcontrôleur USB 2.0. Ce microcontrôleur réalise un lien sériel à haut débit (480 MBauds) entre le MSD et le PC. Tous les paramètres qui contrôlent l'appareil, ainsi que les données acquises transitent par ce lien.

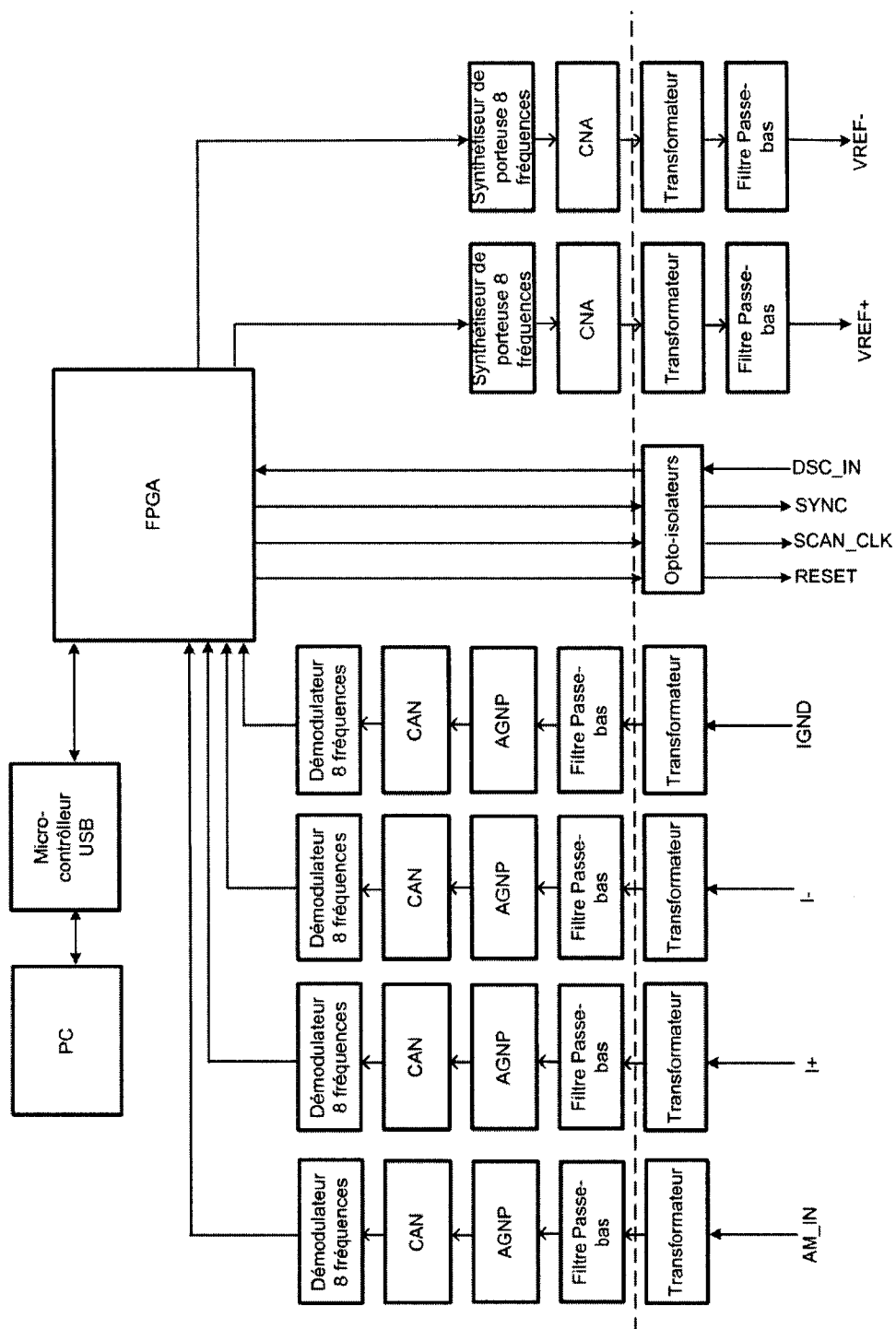


Figure 3.2 Schéma-bloc du module de synthèse et de démodulation

- Un réseau de portes programmables (*Field Programmable Gate Array* ou FPGA) de grande capacité (684 broches d'entrées/sorties et 3M portes équivalentes). Ce réseau sert à réaliser diverses fonctions de contrôle de bas niveau comme par exemple le séquençement des opérations d'acquisition de données, l'accès aux registres des diverses puces programmables qui se trouvent sur la carte et un formatage des données provenant des démodulateurs avant qu'elles ne soient transmises au microcontrôleur USB.
- Une barrière d'isolation. Cette barrière représentée par le trait pointillé sépare les circuits d'interface aux électrodes des autres circuits du système qui peuvent venir en contact avec la masse du secteur (le PC, par exemple). Le transfert des signaux de part et d'autre de cette barrière est effectué par des transformateurs large-bande et des opto-isolateurs.
- Deux chaînes de synthèse de porteuses de référence. Ces chaînes comportent chacune les circuits suivants : 1) un synthétiseur numérique (*Direct Digital Synthesizer* ou DDS) qui génère les données numériques représentant des sinus de 8 fréquences différentes, 2) un convertisseur numérique/analogique (CNA) qui convertit ces données en signal analogique, 3) un transformateur large-bande pour transférer le signal au-delà de la barrière d'isolation et 4) un filtre passe-bas (4^e ordre, fréquence de coupure à -3 dB de 2.5 MHz) pour éliminer les harmoniques indésirables présentes dans le signal de sortie du CNA. La fréquence de chaque porteuse de référence peut être programmée entre 0 et 16 MHz avec

une résolution de 7.45 mHz. L'amplitude et la phase peuvent également être programmées individuellement.

- Quatre chaînes de démodulation de porteuses de mesures. Ces quatre chaînes comportent chacune les circuits suivants : 1) un transformateur large-bande, 2) un filtre anti-recouvrement du 4^e ordre, avec une fréquence de coupure à -3 dB de 2.5 MHz, 3) un amplificateur large-bande à gain numériquement programmable (AGNP) permettant d'ajuster la dynamique du signal, 4) un convertisseur analogique/numérique (CAN) de 14 bits, pouvant effectuer 32M conversions par seconde, et 5) un démodulateur numérique (*Digital Down Converter* ou DDC) pouvant traiter 8 porteuses de fréquence différente et donner les composantes en phase et en quadrature de chaque porteuse. La fréquence de démodulation de chaque porteuse peut être entre 0 et 16 MHz avec une résolution de 7.45 mHz.
- Des circuits logiques, associés aux opto-isolateurs, produisant quatre signaux numériques (RESET, SCAN_CLK, SYNC, DSC_IN) qui permettent de contrôler le MÉA.

Tous ces composants occupent un circuit imprimé 8 couches, mesurant 30 cm \times 26.1 cm \times 3.5 cm. Ce circuit imprimé, les blocs d'alimentation et quelques circuits accessoires sont montés dans deux boîtiers de plastique superposés (figure 3.3). L'ensemble mesure 32 \times 29 \times 22 cm.

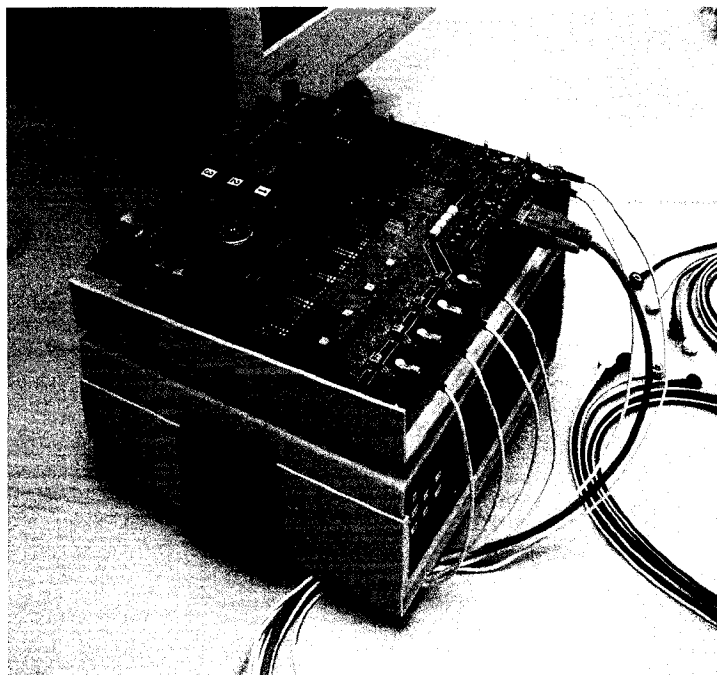


Figure 3.3 Photographie du module de synthèse et de démodulation

3.4 Le module d'électrodes actives (MÉA)

La figure 3.4 est le schéma-bloc du module d'électrodes actives réalisé durant ce projet de maîtrise. Cette section décrit en détail l'architecture, les composantes et le fonctionnement du module.

Le module d'électrodes actives est constitué des composants et sous-circuits suivants :

- Trente-deux suiveurs de tension large bande, répartis deux par électrode. Ces suiveurs sont représentés à la figure 3.4 par des triangles avec symbole $+1$ à l'intérieur.

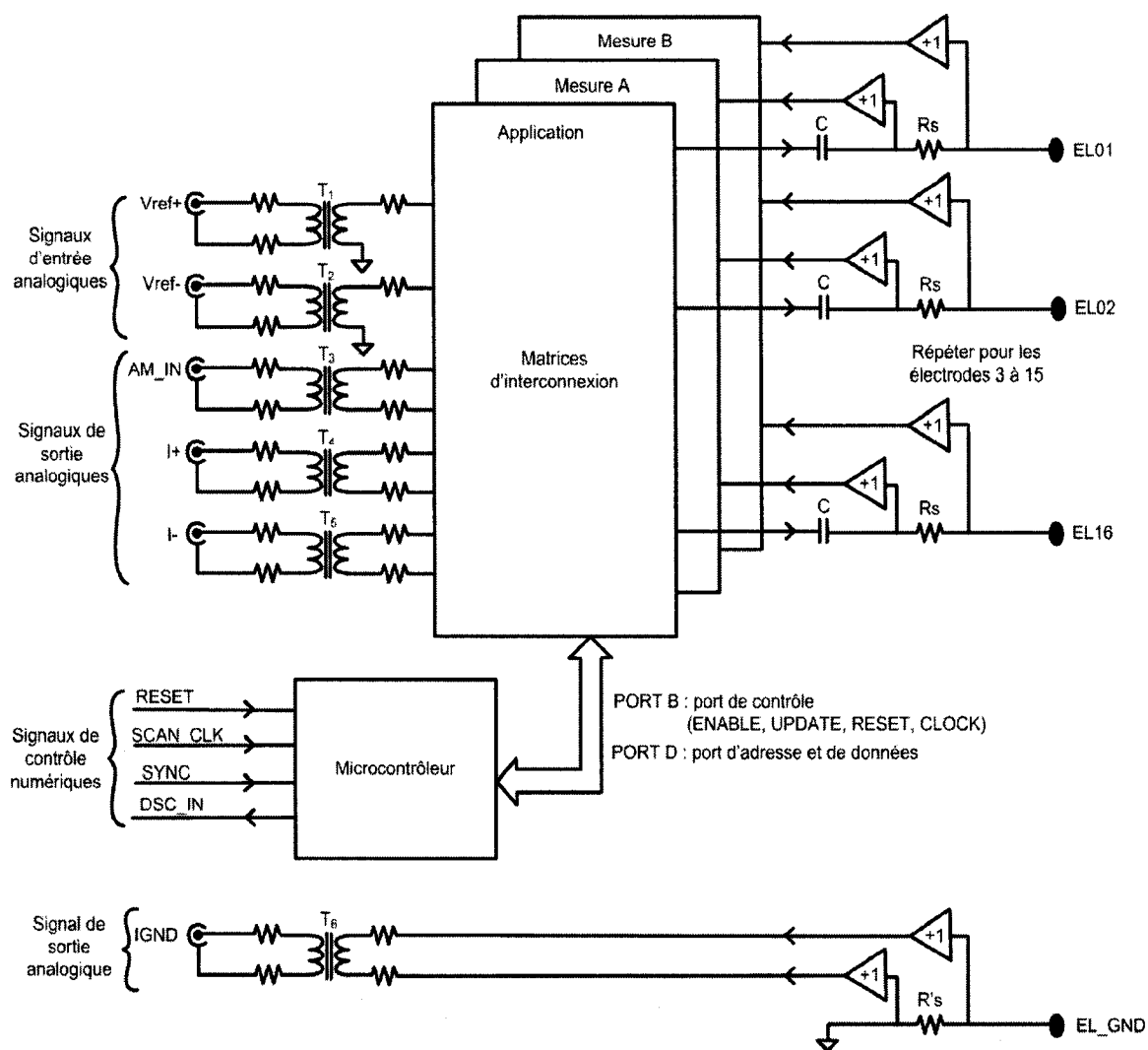


Figure 3.4 Schéma-bloc du module d'électrodes actives

- Seize réseaux RC série. La résistance R_S de ces réseaux est une résistance de précision ($1\text{ k}\Omega$, 0.1%) qui joue un double rôle : 1) elle permet de mesurer le courant instantané appliqué au patient par chaque électrode et 2) elle limite le courant maximum pouvant être appliqué par une électrode à environ 4 mA_{p-p} . Le condensateur C ($1\text{ }\mu\text{F}$, 10%) de chaque réseau bloque toute tension DC (e.g. la tension de décalage) présente à la sortie de la matrice.

- Une *matrice d'application de courant* comportant 8 entrées et 16 sorties unipolaires.

Deux de ces entrées sont reliées par l'entremise de transformateurs large bande (T_1 et T_2) aux porteuses de référence $VREF+$ et $VREF-$ synthétisées par le MSD. Les 6 entrées restantes sont reliées à la masse. Chacune des 16 sorties de la matrice est reliée à un des réseaux RC décrits au paragraphe précédent. Brièvement, le rôle de cette matrice est d'appliquer aux électrodes 1 à 16, un courant proportionnel à $VREF+$, à $VREF-$ ou encore un courant nul. Cette dernière condition s'obtient en désactivant la sortie désirée de la matrice. Une description détaillée de cette matrice, de même que des deux matrices de mesure, est donnée à la section 3.4.2.

- Deux *matrices de mesure*, comportant chacune 16 entrées et 8 sorties unipolaires.

Ces matrices sont interconnectées pour former une matrice unique de 32 entrées unipolaires et 4 sorties différentielles. Seulement 3 de ces 4 sorties sont utilisées. Cet agencement de matrices, de concert avec 3 transformateurs large bande (T_3 à T_5), permet de mesurer simultanément la différence de potentiel aux bornes de deux des 16 résistances R_S ainsi que la différence de potentiel entre deux des 16 électrodes. Ces mesures sont codées dans l'amplitude et la phase des porteuses AM_OUT , $I+$ et $I-$ qui sont retournées au MSD pour y être démodulées.

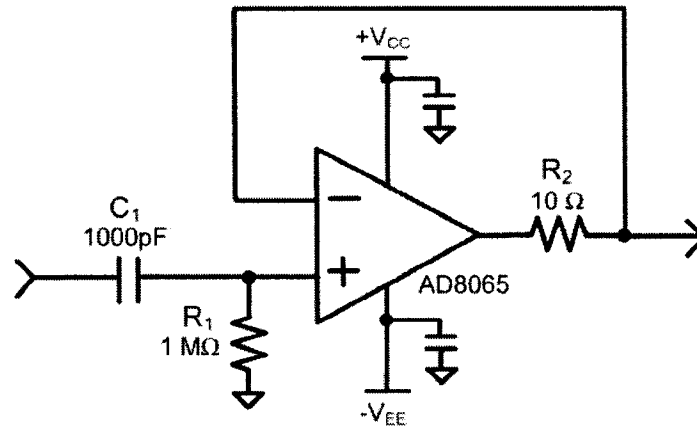
- Un *microcontrôleur*. Celui-ci effectue 3 tâches essentielles : 1) il réalise un port de communication série au moyen duquel le MÉA et le MSD échangent des données selon un protocole synchrone, 2) il interprète les commandes que le

MSD transmet pour déterminer le mode de fonctionnement du MÉA, et 3) il programme les 3 matrices d'interconnexion pour effectuer un ensemble de mesures d'impédance selon une séquence pré-établie.

- Un circuit de mesure du courant *excédentaire* retournant à la masse du MÉA par une 17^e électrode (désignée EL_GND). Ce courant excédentaire est mesuré avec une résistance de précision R'_S (100 Ω , 0.1 %) et deux suiveurs large-bande identiques aux 32 autres suiveurs. Un signal unipolaire, la porteuse IGND, est générée au secondaire du transformateur T₆. Cette porteuse est retournée au MSD pour y être démodulée. Le rôle exact du circuit de mesure du courant excédentaire sera expliqué à la section 3.4.6.
- Des circuits auxiliaires, notamment : un capteur de température numérique et des régulateurs de tension. Ces circuits ne sont pas illustrés à la figure 3.4

3.4.1 Suiveurs de tension large-bande

Le MÉA comprends 34 suiveurs de tension large-bande réalisés selon le circuit de la figure 3.5. Ces circuits jouent dans le MÉA le rôle de convertisseur d'impédance (très grande impédance d'entrée, très faible impédance de sortie). Cette conversion assure une bonne précision dans les mesures de différences de potentiel, que ce soit entre des électrodes ou aux bornes des résistances R_S puisque l'impédance d'entrée des suiveurs est plus grande que R_S et de celle de l'interface électrode-peau.



Gain de tension à mi-bande : + 1V/V

Impédance d'entrée à mi-bande : 1 MΩ

Impédance de sortie à mi-bande : < 1Ω

Figure 3.5 Schéma d'un suiveur de tension large-bande

Le circuit utilisé est un suiveur de tension conventionnel (ampli op avec rétroaction totale) précédé d'un filtre passe-haut du 1er ordre. Les fréquences de coupure à -3 dB des sections passe-haut et passe-bas de la bande passante sont :

$$f_{cPB} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \approx 160 \text{ Hz} \quad (3.1)$$

$$\text{et } f_{cPH} = f_t \approx 150 \text{ MHz}$$

où f_t est le produit gain-bande passante de l'ampli op.

Nous avons choisi des amplis op AD8065 (Analog Devices) pour réaliser ces circuits pour trois raisons : 1) d'excellentes caractéristiques dynamiques (produit gain-bande passante : $f_t = 150 \text{ MHz}$, vitesse de dérive : $SR = 160 \text{ V}/\mu\text{s}$), 2) des courants de polarisation extrêmement faibles (5 pA), ce qui permet d'utiliser des résistances rela-

tivement grandes pour R_1 (1 M Ω) sans engendrer une tension de décalage significative et 3) une consommation de courant au repos relativement faible (6.4 mA).

La résistance ($R_2 = 10 \Omega$) dans la boucle de rétroaction de l'ampli op réduit le dépassement du gain du suiveur aux hautes fréquences et assure la stabilité du circuit en présence d'une charge capacitive à la sortie. On a cette situation pour les 16 suiveurs dont la sortie va à une entrée de la matrice de mesure B (voir figure 3.4). En effet, la sortie de ces suiveurs sert aussi à asservir l'écran du câble d'électrode associée à ce suiveur. Cet asservissement permet d'obtenir une grande impédance d'entrée, vue de l'électrode, sur une plus grande plage de fréquences.

3.4.2 Matrices d'interconnexion

Le MÉA utilise quatre puces de la famille AD81XX (Analog Devices) pour réaliser la matrice d'application de courant et les deux matrices de mesure A et B (figure 3.4). Les puces de cette famille sont désignées par Analog Devices comme des *Buffered Video Crosspoint Switches* (BVCS). Il s'agit essentiellement de matrices de portes linéaires et d'amplificateurs à très large bande passante. La configuration interne d'un BVCS est représentée à la figure 3.6.

La matrice d'application de courant est réalisée avec deux AD8108, des BVCS de 8 entrées et 8 sorties. Les matrices de mesure A et B sont chacune des AD8110, des

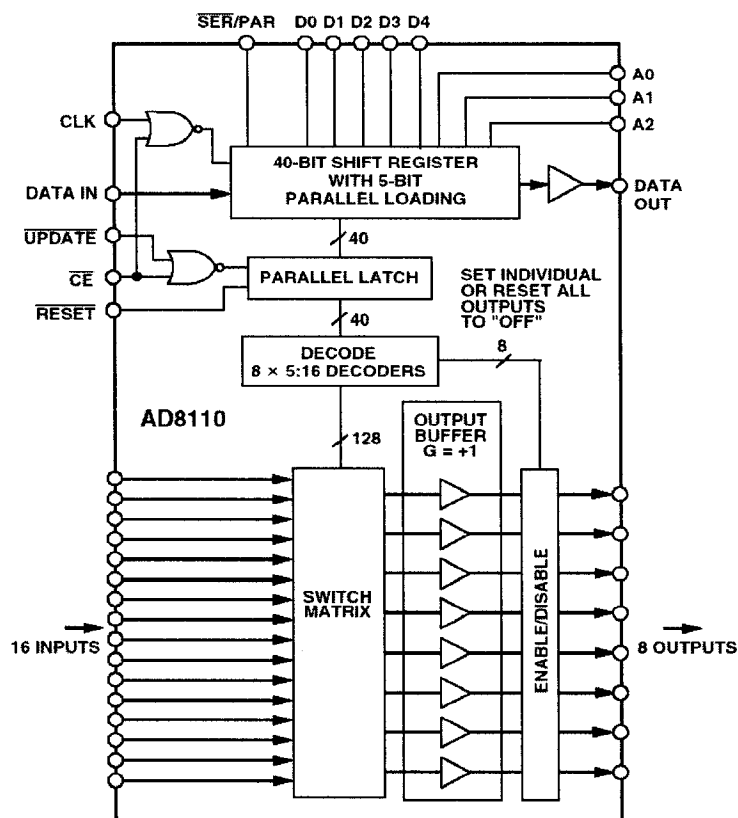


Figure 3.6 Schéma interne d'une matrice d'interconnexion

BVCS de 16 entrées et 8 sorties. Les caractéristiques des AD8108 et AD8110 sont très semblables. Chacun des amplificateurs internes a un gain de $+1$ V/V avec une largeur de bande de 150 MHz à -3 dB. L'amplitude du gain est uniforme dans une marge de 0.1 dB de 0 Hz à 60 MHz. La variation du gain entre les canaux est de 0.01 % pour l'amplitude et 0.01 degrés pour la phase.

Chaque sortie de la matrice peut être désactivée indépendamment des autres. Une sortie inactive a une impédance qui peut être modélisée par $10\text{ M}\Omega \parallel 2\text{ pF}$. À l'opposé, une sortie active a une impédance très faible : $0.5\ \Omega$ à 100 kHz et environ $2\ \Omega$ à 10

MHz. L'impédance d'entrée des matrices est relativement grande ($10\text{ M}\Omega \parallel 2.5\text{ pF}$), mais, le courant de polarisation est trop grand ($2\text{ }\mu\text{A}$ typique, $5\text{ }\mu\text{A}$ maximum) pour qu'on puisse brancher les entrées des matrices de mesure A et B directement aux électrodes et aux résistances R_S . C'est la raison pour laquelle il a fallu utiliser les suiveurs large-bande décrits à la section 3.4.1.

Les interconnexions entre les entrées et les sorties d'une matrice sont définies par des codes binaires écrits dans des registres internes. Les AD8108 ont 8 registres de 4 bits et les AD8110 ont 16 registres de 5 bits. Le bit le plus significatif de chaque registre détermine l'état actif/inactif d'une sortie alors que les 3 (ou 4) autres bits sont l'adresse de l'entrée de la matrice dont le signal sera acheminé à cette sortie. L'accès à ces registres peut se faire de deux façons : sérielle ou parallèle. Nous avons choisi l'accès parallèle pour les raisons expliquées à la section 3.4.4

3.4.3 Circuits d'application de courant

La figure 3.7 présente le schéma d'une source de tension et des circuits de mesure de courant qui lui sont associés. La matrice d'application (voir la section 3.4.2) est branchée à un condensateur et une résistance. Le condensateur bloque la tension DC tandis que la résistance détermine le courant maximum qui peut être appliqué. Les signaux de chaque côté de R_S passent par des suiveurs large-bande et sont acheminés à deux entrées des matrices de mesures A et B.

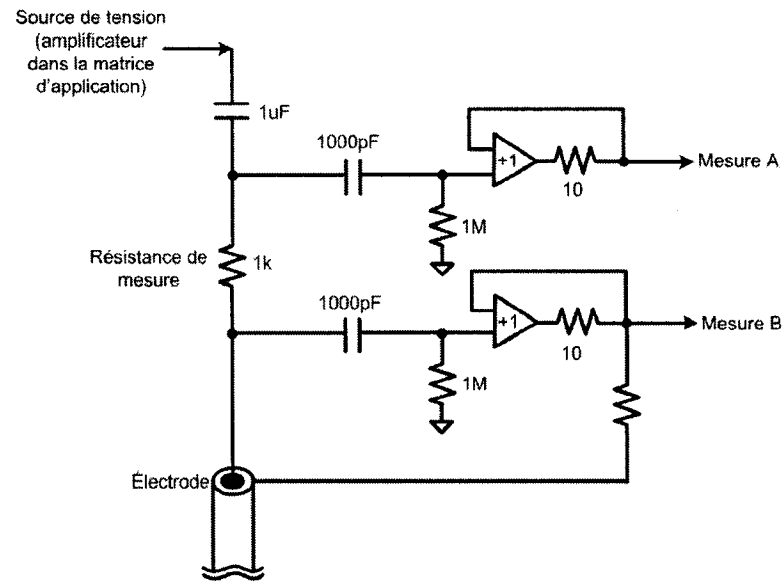


Figure 3.7 Schéma-bloc de la source de tension

Les électrodes peuvent être configurées dans quatre modes différents : 1) *source* de courant, 2) *puits* de courant, 3) mesure de tension et 4) désactivée. Lorsque l'électrode est une source, la tension appliquée provient de la porteuse de référence V_{REF+} . Dans ce cas, la différence de potentiel aux bornes de R_S est transmise au MSD par la porteuse $I+$. Au contraire, lorsque l'électrode est désignée comme un puits, la tension appliquée provient de la porteuse de référence V_{REF-} et la différence de potentiel aux bornes de R_S est transmise au MSD par la porteuse $I-$.

Quand l'électrode sert à mesurer la différence de potentiel avec deux électrodes, les signaux de sortie des suiveurs reliés à ces deux électrodes sont envoyées par la matrice B au transformateur T_3 et de là transmise au MSD par la porteuse AM_IN . Dans ce cas, les deux sorties de la matrice d'application qui correspondent à ces deux électrodes sont désactivées.

3.4.4 Microcontrôleur et interfaces numériques

Le microcontrôleur (μC) utilisé dans le MÉA est un PIC16F874 (Microchip), fonctionnant avec une horloge de 20 MHz. Parmi les tâches que doit effectuer le μC , figurent les communications avec le MSD, les matrices d'interconnexion et le capteur de température. Nous décrivons ici la structure des interfaces avec ces trois dispositifs.

Interface numérique avec le MSD

Cette interface comprend trois entrées : RESET, SCAN_CLK et SYNC et une sortie DSC_OUT. Les lignes SCAN_CLK, SYNC et DSC_OUT ont un double rôle selon le mode de fonctionnement du μC . Après un RESET, le logiciel embarqué place celui-ci en mode “commande”. Le μC exécute alors un programme qui réalise un protocole de communication sériel synchrone. La ligne SCAN_CLK reçoit du MSD l'horloge de synchronisation des bits, la ligne SYNC reçoit les données en provenance du MSD et la ligne DSC_OUT sert à transmettre des données au MSD.

Les données échangées avec ce protocole peuvent être des commandes, des paramètres associés à certaines commandes, des drapeaux (“status bytes”) ou des sommes de contrôle (“checksum”). Une commande particulière du MSD fait passer le μC du mode “commande” au mode “acquisition”. Dans ce mode, une transition sur la ligne SCAN_CLK initie la prochaine mesure d'impédance prévue dans une séquence définie par l'utilisateur ; une transition sur la ligne SYNC avorte la séquence en cours et

remet le μC en mode “commande”. Enfin, une impulsion émise par le μC sur la ligne DSC_OUT informe le MSD du début d’une nouvelle *trame* de mesures.

Interface numérique avec les matrices d’interconnexion

Comme indiqué à la section 3.4.2, chaque nouvelle mesure d’impédance est précédée par l’écriture de données dans les registres des matrices d’interconnexion. L’interface entre le μC et les matrices comporte un total de 15 lignes. Huit de ces lignes (le port D du μC) sont structurées comme un bus mixte adresse/données qui est distribué à chaque puce AD81XX.

Trois bits de ce bus, les lignes A0, A1 et A2, définissent l’adresse d’un des 8 registres de la puce AD81XX visée par l’instruction ; les cinq autres bits, dénotés D0 à D5, représentent la donnée à écrire dans le registre. Un deuxième port du μC (port B) produit les signaux servant à contrôler : 1) l’accès aux 4 puces des matrices (les lignes CE_VDRV_LO, CE_VDRV_HI, CE_VMESA et CE_VMESB), 2) l’écriture dans les registres de la puce visée (les lignes CLK et UPDATE) et 3) la réinitialisation simultanée de toutes les puces AD81XX (la ligne $\overline{\text{MAT_RESET}}$). Une réinitialisation a pour effet de désactiver toutes les sorties des matrices (i.e. les placer dans l’état haute impédance), sans toutefois modifier le contenu des registres.

Interface avec le capteur de température

Un capteur de température TMP101 (Texas Instruments) est utilisé pour mesurer la température à l'intérieur du boîtier du MÉA. Ce monitoring est essentiel compte tenu de la dissipation de puissance relativement grande (environ 5 W) des circuits du MÉA et du fait que ce module est généralement placé sur le thorax du patient.

Le capteur permet de mesurer la température absolue avec une précision de ± 2 °C dans la plage de -25 °C à +85 °C. La température est codée en binaire dans un mot de 9 à 12 bits, au choix de l'utilisateur. Le μ C communique avec le capteur par une interface sérielle bidirectionnelle, selon le protocole I²C. L'interface est constituée de trois lignes ; deux de ces lignes (SDA et SCL) proviennent du port C du μ C et sont spécifiquement adaptées au support du protocole I²C. Une troisième ligne (ALERT) est câblée à la broche d'interruptions externes du μ C et permet au capteur de signaler le dépassement d'une température critique dont la valeur a été préalablement programmée dans un registre du capteur.

3.4.5 Logiciel embarqué et séquences de mesures

Une description détaillée du programme exécuté par le microcontrôleur du MÉA nécessiterait plusieurs pages de texte. Nous nous limitons par conséquent à une description schématisée des deux principaux algorithmes du programme.

Le premier algorithme, représenté par le pseudo-code de la figure 3.8, est celui du programme exécuté par le μ C du MÉA lorsqu'il est en mode "contrôle". Rappelons que c'est le mode effectif après la mise sous tension du MÉA, après une pulsation de la ligne RESET par le MSD, ou encore lors de l'arrêt prématuré de l'acquisition de données par une pulsation sur la ligne SYNC.

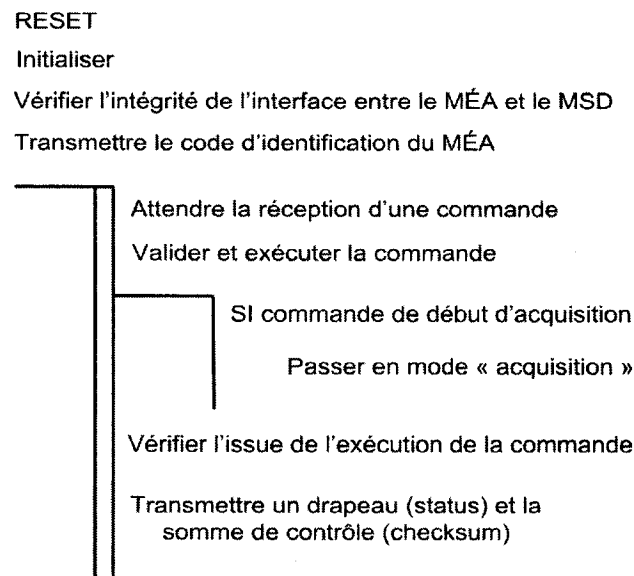


Figure 3.8 Pseudo-code du programme exécuté par le μ C du MÉA en mode "com-mande"

Le deuxième algorithme (figure 3.9) est celui du programme exécuté lorsque le μC est en mode “acquisition”.

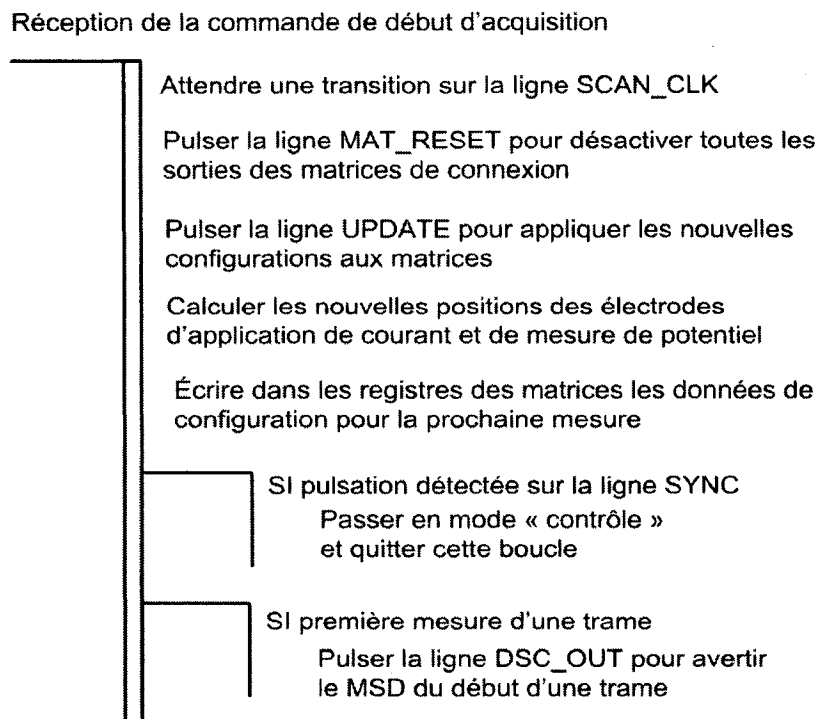


Figure 3.9 Pseudo-code du programme exécuté par le μC du MÉA en mode “acquisition”

Séquence de mesures

Bien que les circuits du MÉA n'imposent aucune restriction sur la façon d'appliquer le courant d'excitation au corps, ni sur la façon de mesurer les différences de potentiel engendrées par ce courant, la partie du programme qui gère l'acquisition de données est conçue pour effectuer des mesures d'impédance selon la méthode dite *tétrapolaire*. Cette méthode utilise 4 électrodes à la fois ; deux électrodes appelées *source* et *puits* appliquent des courants complémentaires (dans le MÉA, ces courants sont proportion-

nels aux porteuses de référence VREF+ et VREF-) et deux autres électrodes servent à mesurer la différence de potentiel engendrée entre ces deux points du corps. Les électrodes de mesure ne doivent jamais coïncider avec les électrodes source ou puits. La raison est simple : l'impédance de l'interface électrode-peau est très variable et, en général, assez grande. Si une électrode de mesure coïncidait avec une électrode d'excitation, la chute de potentiel aux bornes de l'impédance d'interface électrode-peau serait incluse dans la mesure de différence de potentiel et produirait des erreurs importantes. Le logiciel du MÉA exclut toute superposition d'électrodes. Il permet un grand choix de séquences de mesure par une commande avec 5 paramètres qui définissent les positions initiales des 4 électrodes (de source, de puits et de mesure) ainsi que l'incrément à appliquer périodiquement à l'intervalle entre les électrodes d'excitation et de mesure. Ainsi, il est possible de générer toutes les séquences tétrapolaires réalisables par des rotations de 4 électrodes et des incréments périodiques de l'intervalle entre les paires excitation/mesure.

La séquence par défaut est la séquence dite *adjacente/adjacente* utilisée par d'autres systèmes de TIE décrits dans la littérature. Cette séquence est illustrée à la figure 3.10. La première mesure s'effectue en appliquant un courant entre les électrodes 1 et 2 et en mesurant la différence de potentiel entre les électrodes 3 et 4. Le numéro des électrodes est ensuite incrémenté jusqu'à ce qu'une rotation complète soit effectuée. Pour la 17ième mesure, le courant est de nouveau appliqué par les électrodes 1 et 2, mais la tension est mesurée entre les électrodes 4 et 5. À chaque rotation

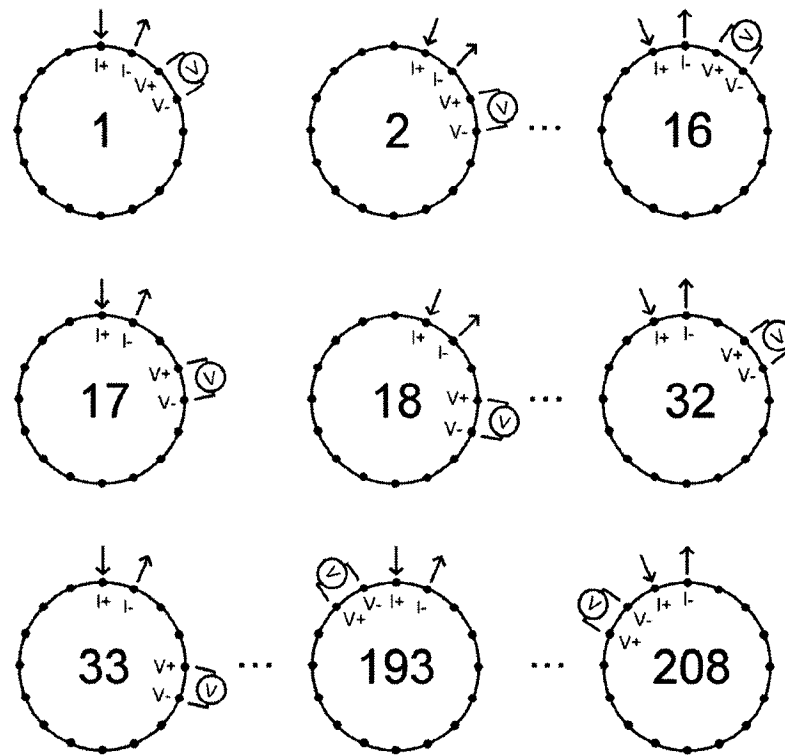


Figure 3.10 Séquence de mesures par des paires d'électrodes adjacentes. (Source : Robitaille (2000))

complète, on incrémente d'une électrode l'espace entre la paire d'application et la paire de mesure. Cette séquence donne une *trame* de $N \times (N-3)$ mesures, c'est-à-dire 208 mesures si $N=16$ électrodes. La moitié seulement de ces 208 mesures sont considérées linéairement dépendantes en vertu du principe de réciprocité. Toutefois, elles sont acquises et utilisées par l'algorithme de reconstruction d'images. Ce dernier utilise soit la tension différentielle entre les deux électrodes ($V_1 - V_2$) ou encore, une tension différentielle normalisée ($\frac{V_1 - V_2}{V_1 + V_2}$). Quant aux courants, ils devront être appliqués par des sources de courant constantes balancées ou encore, les courants devront être ajustés par un système de rétroaction permettant de balancer

ces derniers. L'algorithme reconstruit donc des images de différences de conductivité à partir des mesures effectuées. Pour de plus amples renseignements sur les algorithmes et la méthode utilisée pour déterminer les variations de conductivité, le lecteur est invité à se référer à Gagnon (2003).

3.4.6 Circuit de mesure du courant excédentaire

Ce circuit a été décrit brièvement dans l'introduction de cette section. Nous y revenons ici avec plus de détails en raison de son importance dans le fonctionnement du MÉA dans le contexte de la TIE multifréquence. Le circuit, illustré au bas de la figure 3.4, sert essentiellement à mesurer le courant qui circule entre une 17^e électrode placée sur le corps du patient et la masse du MÉA.

Dans une situation idéale, qu'il est possible d'approcher en TIE conventionnelle à basse fréquence (p. ex. 50 kHz), le courant appliqué au corps par l'électrode *source* est exactement contre balancé par le courant retiré par l'électrode *puits*. Il ne circulerait alors aucun courant par les électrodes de mesure, ni même par une électrode reliée à la masse du système. Le courant *excédentaire* serait nul.

Le système de TIE-MF fonctionne avec des sources de tension en série avec des résistances R_S permettant de mesurer le courant appliqué. Ces sources fournissent donc des courants variables qui dépendent des impédances de charge. La 17^e électrode sert

à récupérer la différence des courants appliqués par la source et le puits en offrant un chemin de basse impédance ($100\ \Omega$, 0.1 %) vers la masse. Le circuit est calqué sur les circuits de mesure de courant des autres électrodes. Par souci de symétrie, nous avons gardé deux suiveurs large-bande et ce, même si l'un d'eux a son entrée reliée à la masse. Un transformateur relié aux sorties de ces suiveurs permet d'obtenir la porteuse IGND qui est envoyée au MSD pour y être démodulée.

Le circuit de mesure du courant excédentaire fait partie d'une boucle de rétroaction. Cette boucle permet de minimiser la tension mode commun (V_{CM}) en ajustant l'amplitude et la phase de chaque composante sinusoïdale des porteuses de référence VREF+ et VREF-. Un ajustement parfait des courants appliqués par la source et le puits résulterait en une V_{CM} égale à zéro. Un ajustement aussi précis est pratiquement impossible à réussir dans une situation *in vivo* dû à la variabilité des impédances de l'interface électrode-peau. IGND sera donc démodulé comme les autres porteuses de mesures (AM_OUT, I+ et I-) et ces données seront utilisées par l'algorithme de reconstruction d'images.

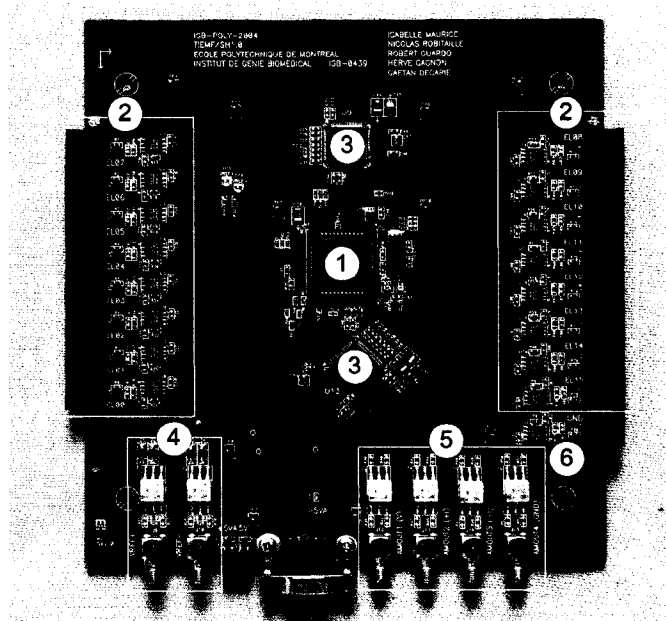
3.4.7 Caractéristiques physiques du MÉA

La figure 3.11 montre les deux côtés du circuit imprimé du module d'électrodes actives*. Les principales caractéristiques physiques de la carte sont résumées dans le tableau ci-dessous.

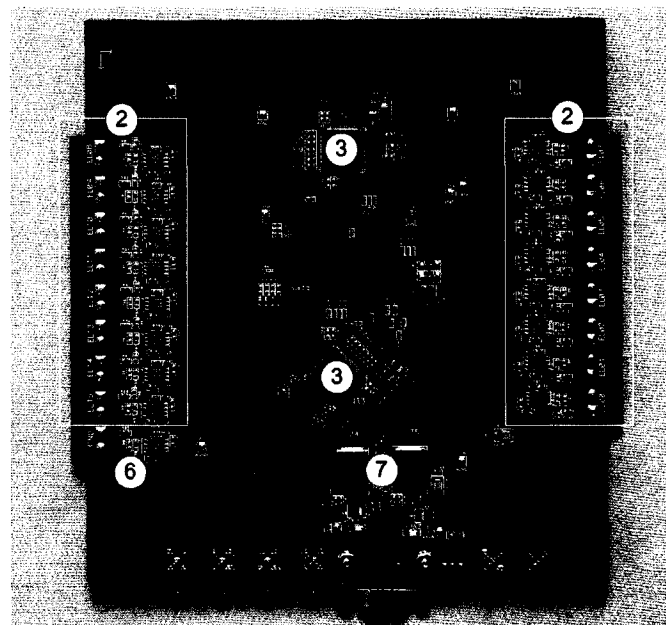
Tableau 3.1 Résumé des caractéristiques physiques du MÉA

Caractéristique	
Dimensions	16.6 cm × 17.8 cm × 1 cm (avec les composants)
Nombre de couches	6 couches, dont 3 pour le routage des signaux
Connecteurs	6 SMA pour les porteuses de référence et de mesures 1 DB9 pour les signaux de l'interface numérique et les alimentations DC 17 de type Eurostyle pour des câbles d'électrodes à écran simple, de type LL-B2414 (3M)
Alimentations	+5V DC 60 mA typique pour les circuits logiques ±6V DC 380 mA typique pour la section analogique (matrices d'interconnexion et amplis op)
Boîtier	Type LH77-130 (PACTEC) : 17.5 cm × 18.5 cm × 3.6 cm

*La réalisation des masques du circuit imprimé du MÉA a nécessité à elle-seule 35 % du temps de la maîtrise



(a) Vue de dessus



(b) Vue de dessous

Figure 3.11 Circuit imprimé du module d'électrodes actives. 1) Microcontrôleur, 2) Préamplificateurs et sources de courant, 3) Matrices d'interconnexion, 4) Entrées des porteuses de référence, 5) Sorties des porteuses de mesures, 6) Circuit de mesure du courant excédentaire et 7) Régulateurs de tension

Les masques du circuits imprimés ont été conçus en respectant les “règles de l’art” (Pease, 1991; Texas Instruments, 2001; Altera, 2003) pour des cartes qui contiennent à la fois des circuits numériques et des circuits analogiques à très grande bande passante. Notamment :

- La recherche de symétrie dans les interconnexions des composants associés à chaque canal, afin de s’assurer de la meilleure uniformité possible dans les caractéristiques des 16 canaux du MÉA.
- Un découplage efficace des alimentations DC de chaque puce. Ceci est réalisé en plaçant des condensateurs en céramique ($0.1 \mu\text{F}$) très près de chaque broche d’alimentation. Pour les puces “stratégiques”, nous avons ajouté des condensateurs au tantale ($10 \mu\text{F}$ ou plus) pour accroître l’efficacité du découplage en basses fréquences.
- L’utilisation de plans d’alimentation et de plans de masse (“ground plane”) distincts pour les circuits analogiques et numériques. Les deux plans de masse sont reliés en un seul point de la carte, réalisant ainsi la connexion “en étoile” préconisée par les spécialistes (Pease, 1991)
- La séparation des plans servant au routage des signaux par des plans de masse (ou d’alimentation) afin de minimiser le “crosstalk” entre les circuits.

- La minimisation du nombre de vias (interconnexions entre les plans) dans les traces des signaux analogiques, afin de réduire les discontinuités d'impédance caractéristique pouvant causer des ondes stationnaires en hautes fréquences.
- L'élimination d'angles de 90 degrés dans les traces des signaux analogiques, pour la même raison que ci-dessus. Les traces ont donc des angles de 135 degrés.

Considérations pour la sécurité du patient

Puisque les circuits du MÉA ont des connexions directes aux électrodes et que le module est conçu pour être placé sur le thorax du patient, des critères rigoureux ont été appliqués pour s'assurer que l'utilisation du système soit tout à fait sécuritaire. Les paragraphes suivants résument les éléments de sécurité qui ont été appliqués :

- Le circuit imprimé du MÉA est contenu dans un boîtier de plastique. Toutes les pièces métalliques qui dépassent du boîtier et qui peuvent venir en contact avec le patient sont au même potentiel électrique, soit celui de la masse flottante du système de TIE-MF.
- Tous les signaux provenant du MSD ou allant à celui-ci sont isolés électriquement de la masse du secteur. Cette isolation est réalisée par la *barrière d'isolation* (section 3.3) située sur la carte du MSD. Le transfert des signaux de part et d'autre de cette barrière est effectué à l'aide de transformateurs large-bande et d'optocoupleurs.

- Les tensions DC qui alimentent les circuits du MÉA proviennent d'un bloc d'alimentation répondant à la norme européenne IEC601 qui régit les exigences en matière de sécurité électrique pour les équipements biomédicaux.
- Dû à la dissipation de puissance relativement élevée du MÉA (voir tableau 3.1), la température à l'intérieur du boîtier augmente avec le temps. Pour éviter que celui-ci ne devienne inconfortable au toucher, la température interne est constamment mesurée par un capteur relié au microcontrôleur. Celui-ci est programmé pour couper les alimentations aux circuits analogiques si la température dépasse un seuil choisi par l'utilisateur. Bien que cela interrompe l'acquisition de données, la puissance dissipée passe de 5 W à 0.3 W et permet d'abaisser la température du boîtier.

3.5 Adapteur

Un deuxième circuit imprimé a été réalisé durant la maîtrise. Il s'agit d'un adaptateur qui permet de combiner les modules d'un système de TIE simple fréquence aux modules du système multifréquence en développement. Cet adaptateur nous a permis d'effectuer les tests de caractérisation décrits au chapitre quatre.

L'adaptateur est illustré à la figure 3.12. La section de gauche crée une interface entre un MÉA multifréquence et le MSD d'un système de TIE simple fréquence, comme

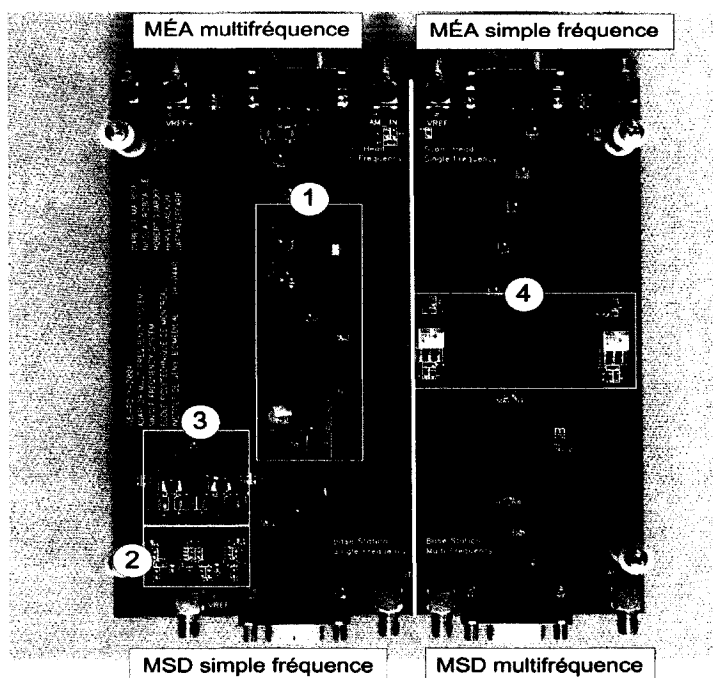


Figure 3.12 Circuit imprimé de l'adaptateur. 1) Régulateurs $\pm 12V$ à $\pm 6V$, 2) Amplificateurs différentiels, 3) Régulateurs $\pm 6V$ à $\pm 5V$ et 4) Transformateurs large-bande

les systèmes SigmaTome I et II développés par notre groupe. La section de droite de l'adaptateur crée l'interface complémentaire pour relier un MÉA simple fréquence au MSD du système multifréquence. Les interconnexions pour chaque section peuvent être résumées comme suit :

Interface MÉA multifréquence à MSD simple fréquence

- Les signaux numériques RESET, SCAN_CLK, SYNC et DSC_OUT sont transmis intégralement d'un connecteur DB9 à l'autre.
- Les tensions d'alimentation $\pm 12V$ générées par le MSD sont réduites à $\pm 6V$ pour alimenter le MÉA multifréquence.

- La porteuse VREF synthétisée par le MSD est traitée par deux amplificateurs à sorties complémentaires pour générer les porteuses VREF+ et VREF-.

Interface MÉA simple fréquence à MSD multifréquence

- Les signaux numériques sont transmis intégralement d'un connecteur DB9 à l'autre.
- Le MSD multifréquence peut générer des tensions d'alimentation $\pm 12V$ ou $\pm 6V$ (l'option par défaut est $\pm 6V$) pour faire fonctionner le MÉA. Le MÉA simple fréquence fonctionne avec des alimentations $\pm 12V$.
- Les porteuses AM_OUT sortant et REF_IN entrant dans le MÉA simple fréquence sont couplées à l'entrée et sortie respectives du MSD multifréquence par des transformateurs large-bande.

3.6 Résumé

Nous avons décrit dans ce chapitre le développement du module d'électrodes actives. Ce prototype se distingue des autres MÉA de notre laboratoire par son architecture. Parmi les innovations, nous notons tout d'abord l'utilisation de sources de tension pour l'application de courant. Cette approche n'est pas celle préconisée par la majorité des groupes de recherche mais suite aux simulations effectuées, nous avons constaté qu'aucune source de courant ne répondait à nos critères. De plus, l'utilisation de

matrices d'interconnexion représente un changement majeur dans la conception de MÉA. Cette approche n'a jamais été utilisée par notre laboratoire et nous avons décidé d'en vérifier l'efficacité avec ce prototype. Finalement, un seul microcontrôleur est responsable de la communication avec l'unité centrale en plus de permettre la gestion des matrices. L'utilisation d'un seul microcontrôleur et d'un ensemble de matrice assure un excellent synchronisme aux changements de configuration des électrodes.

Toutes ces innovations ont été nécessaires pour respecter les critères de conception définis au chapitre 2. Nous avons développé le MÉA en respectant ces derniers en plus de tenter d'optimiser les performances. Le chapitre suivant présente les résultats obtenus lors des différents tests de caractérisation.

CHAPITRE 4

RÉSULTATS

Ce chapitre présente l'ensemble des tests effectués pour caractériser le module d'électrodes actives (MÉA) développé durant ce projet de maîtrise. Nous décrivons d'abord les deux types de tests de caractérisation qui ont été effectués. Nous présentons ensuite les interconnexions utilisées pour chaque test et les résultats obtenus. Des courbes de température en fonction du temps pour neuf points du boîtier sont présentées à la fin du chapitre.

4.1 Types de tests effectués

Les tests de caractérisation réalisés sont de deux types : désignés I et II. Les tests de type I ont été effectués avec un analyseur 4395A (Agilent Technologies) et permettent de caractériser les différents canaux. Dépendamment du test, le terme *canal* s'applique aux circuits associés à une électrode ou bien à une paire d'électrodes. Dans ces tests, nous avons utilisé le module de synthèse et de démodulation (MSD) d'un système simple fréquence pour générer les signaux numériques qui contrôlent le MÉA multifréquence et lui fournir les tensions d'alimentation.

Les tests de type II n'utilisent pas d'instruments de laboratoire mais uniquement le MSD du système de TIE simple fréquence. Cependant, le MSD est complètement fonctionnel et sert à générer la porteuse de référence, démoduler la porteuse de mesures et contrôler l'acquisition de données. Ce MSD étant conçu pour fonctionner avec un MÉA simple fréquence, l'adaptateur décrit à la section 3.5 a été nécessaire pour assurer la compatibilité des signaux et des tensions d'alimentation.

Une troisième série de tests visait à déterminer l'évolution du profil de température à la surface du boîtier du MÉA. Ce module étant conçu pour être porté sur le thorax du patient, il est important de mesurer la température pour s'assurer qu'elle demeure à l'intérieur de limites sécuritaires.

4.2 Résultats des tests de type I

L'analyseur 4395A (Agilent Technologies) utilisé pour les tests de type I peut servir d'analyseur de spectre, d'analyseur d'impédance ou d'analyseur de réseau. Nos tests ont été effectués en configuration analyseur de réseau (AR). La figure 4.1 présente le panneau avant de l'analyseur. L'appareil génère un signal sinusoïdal de fréquence variable qui constitue la porteuse de référence pour nos tests. Ce signal est disponible au connecteur RF OUT (1). L'impédance de sortie de ce générateur est de $50\ \Omega$. Trois entrées, R, A et B (2), sont disponibles dans le mode analyseur de réseau. Chacune présente une impédance d'entrée de $50\ \Omega$.

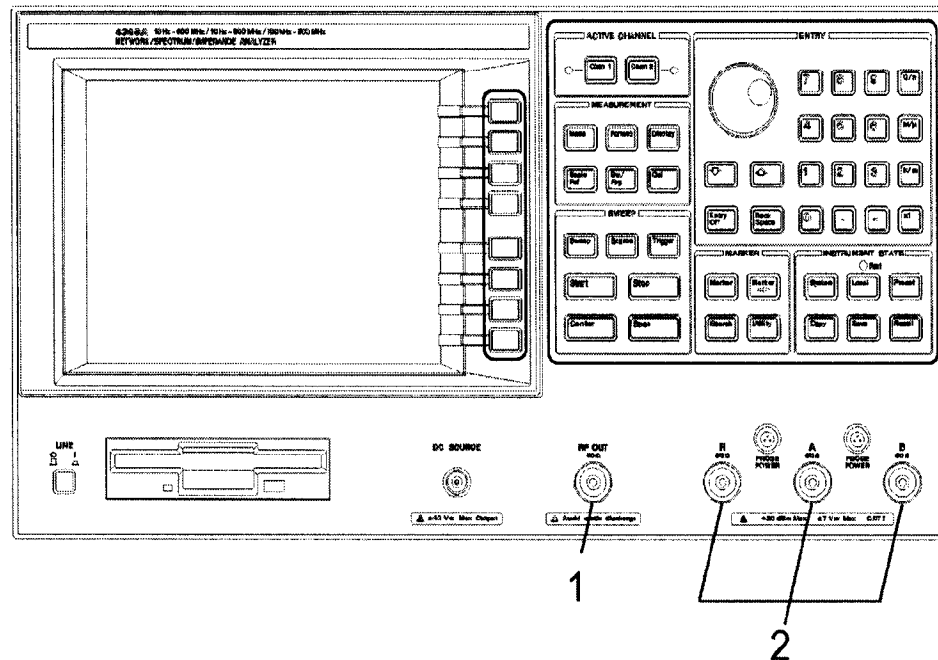


Figure 4.1 Schéma du panneau avant de l'analyseur de réseau 4395A (Source : Agilent Technologies (2003)) : 1) Sortie RF OUT et 2) Entrées R, A, B

La figure 4.2 montre les branchements à effectuer pour la configuration analyseur de réseau. Le signal RF_OUT passe d'abord par un diviseur de puissance. Il s'agit d'un dispositif passif à 3 bornes : une borne reçoit le signal à diviser et on obtient aux deux autres bornes des répliques du signal entrant mais avec des amplitudes égales à la moitié du signal entrant. Cette division de puissance est précise sur une large bande de fréquence à condition que les impédances présentées aux 3 bornes soient de 50Ω . Une sortie du diviseur de puissance va à l'entrée R de l'analyseur de réseau et l'autre sortie du diviseur va à l'entrée du "dispositif sous test" (DST). Enfin, la sortie du DST va à l'entrée A de l'analyseur de réseau. L'entrée B de l'analyseur est interchangeable avec l'entrée A. On peut utiliser conjointement les entrées A et

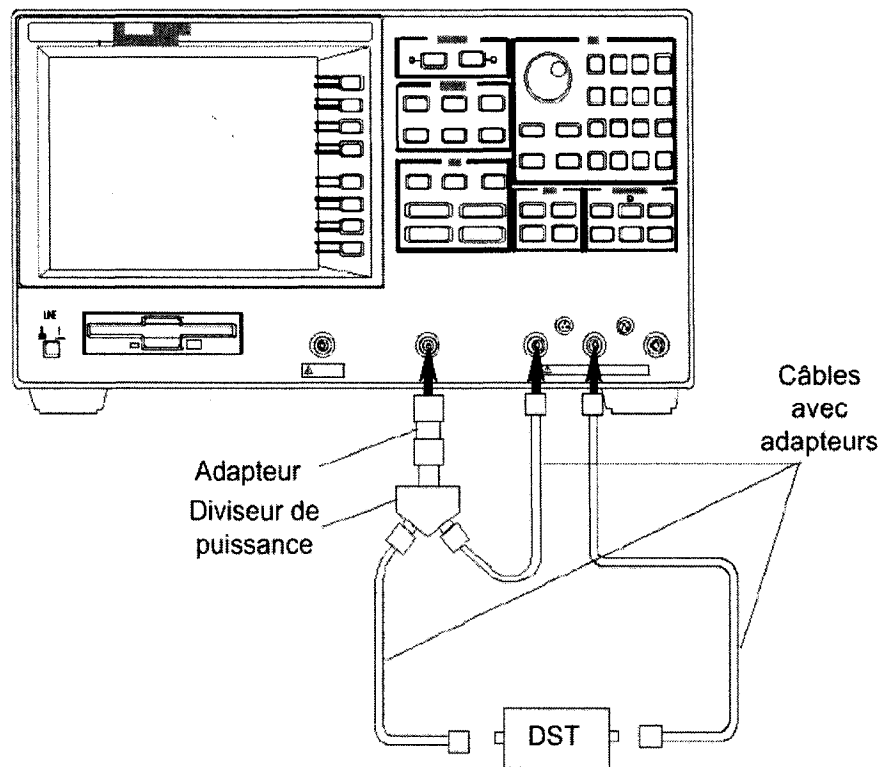


Figure 4.2 Schéma du montage de test avec l'analyseur de réseau 4395A (Source : Agilent Technologies (2003))

B pour déterminer deux caractéristiques du DST. Nous n'avons pas utilisé l'entrée B pour nos tests.

L'analyseur de réseau est un instrument polyvalent mais qui est surtout utilisé pour déterminer l'amplitude et la phase du ratio des signaux présents aux entrées A et R, à chacune des fréquences balayées par le générateur de signal interne. Ainsi, par exemple, on peut facilement déterminer des diagrammes de Bode pour le gain du DST. Il est à noter que les impédances d'entrée et de sortie du DST ne sont pas de 50

Ω , Nous expliquerons plus loin dans ce chapitre comment nous avons compensé cette lacune dans les graphiques.

Puisque les tests de type I sont effectués avec un analyseur de réseau, il est essentiel d'identifier clairement les entrées et les sorties du dispositif sous test (DST). Le MÉA est un DST non conventionnel puisqu'il possède quatre types de ports : 1) les connecteurs des porteuses de référence (VREF+ et VREF-) sont des ports d'entrée, 2) les connecteurs des porteuses de mesures (AM-OUT, I+, I- et IGND) sont des ports de sortie, 3) les connecteurs des électrodes 1 à 16 sont des ports bidirectionnels et 4) le connecteur de l'électrode EL_GND est un port d'entrée. Le sens (entrée/sortie) des ports pour les électrodes 1 à 16 est déterminé par le contenu des registres de configuration des matrices d'interconnexion. Pour chacun des tests, les entrées et les sorties du DST utilisées sont identifiées dans les schémas-bloc des montages de test.

Au total, six caractéristiques ont été déterminées :

- 1) Le gain de tension des circuits de mesure (canaux de "voltmètres")
- 2) Le gain de tension des circuits d'application de courant
- 3) Le taux de rejet du mode commun (TRMC)
- 4) Le crosstalk entre les circuits d'application et de mesure
- 5) Le bruit intrinsèque des circuits d'application et de mesure

6) Le gain de tension du circuit de mesure du courant excédantaire

Les résultats sont présentés sous forme de graphiques de l'amplitude et de la phase (sauf pour les caractéristiques 3 à 5) pour des fréquences comprises entre 1 kHz et 200 MHz. Chaque graphique contient les courbes des 16 canaux mesurés et une courbe représentant la moyenne. Tel que mentionné précédemment, les impédances de sortie du MÉA ne sont pas de $50\ \Omega$ comme celles de l'analyseur. Pour compenser ce fait, nous avons ajusté les données pour que 0 dB représente la valeur à mi-bande de la courbe moyenne. Le terme mi-bande est défini ici en relation avec la bande passante désirée, soit 10 kHz à 1 MHz. La fréquence de mi-bande est donc 100 kHz. Cet ajustement n'a été appliqué que sur les graphiques des caractéristiques 1, 2 et 6 qui représentent un gain de tension en fonction de la fréquence.

Les graphiques obtenus nous permettent de déduire la plage "utile" de fonctionnement du MÉA. Idéalement, nous désirons des caractéristiques constantes pour tous les canaux. Ceci est difficilement réalisable en pratique. Nous allons par conséquent déterminer un modèle pour chaque caractéristique représentant l'ensemble des canaux. Ces modèles des caractéristiques seront éventuellement intégrés aux algorithmes de reconstruction d'images pour compenser l'effet des imperfections du système. Pour déterminer la plage utile, nous nous assurons d'avoir un ensemble de canaux ayant une réponse semblable. Pour ce faire, nous avons déterminé un écart absolu autour de la moyenne des 16 canaux. Puisque nous avons préalablement fixé

le gain à mi-bande à 0 dB ou +1 V/V, nous allons fixer l'écart absolu pour une erreur de $\pm 0.1\%$, de $\pm 0.2\%$, de $\pm 0.5\%$ et de $\pm 1\%$ de +1 V/V ce qui représente des écarts absolus de ± 0.009 dB, ± 0.017 dB, ± 0.043 dB et ± 0.086 dB respectivement. Ainsi, pour les tests mesurant les caractéristiques 1, 2 et 6, nous donnons des tableaux de la plage utile correspondant aux divers écarts relatifs.

4.2.1 Gain de tension des circuits de mesure

À chacune des électrodes 1 à 16 sont associées deux suiveurs large-bande pour mesurer la tension aux bornes de la résistance R_S . Un de ces suiveurs permet aussi de mesurer la tension à l'électrode. Par l'intermédiaire des matrices d'interconnexion et du transformateur T3 (voir schéma 3.4), nous obtenons une mesure de la différence de potentiel entre deux électrodes. Étant donné que nos algorithmes de reconstruction d'images utilisent présentement des différences de potentiel mesurées entre électrodes adjacentes, nous définissons comme "canal" pour ce test les circuits associés à deux électrodes adjacentes. Le terme "voltmètre" est utilisé ci-après pour désigner l'ensemble des circuits intervenant dans la mesure d'une différence de potentiel.

La figure 4.3 présente le schéma du montage de test. La sortie RF OUT de l'analyseur de réseau est reliée au connecteur de l'électrode N; le connecteur pour l'électrode N+1 est relié à la masse. L'entrée A de l'analyseur reçoit la porteuse AM_OUT venant du MÊA.

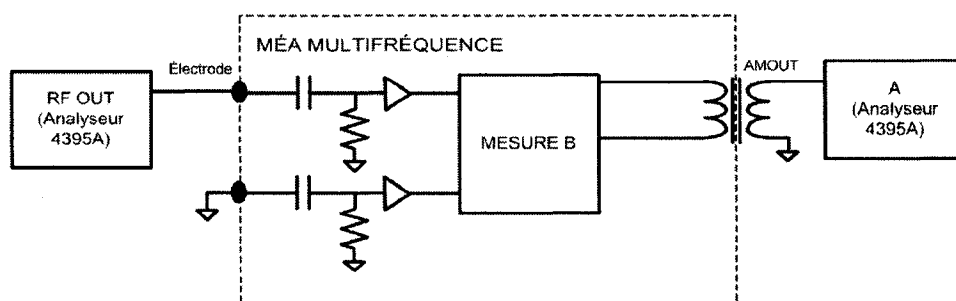


Figure 4.3 Montage pour déterminer la réponse en fréquence d'un canal de voltmètre

Les figures 4.4 a) et b) présentent l'amplitude et la phase* du gain de tension des 16 canaux de voltmètre. Comme mentionné précédemment, le gain de tension à mi-bande (100 kHz) a été fixé à 0 dB. Tous les points de la courbe ont été ajustés en conséquence. On note que le gain est constant pour la plage de fréquences comprises entre 40 kHz et 11 MHz. Il y a une atténuation en basses fréquences (entre 1 kHz et 30 kHz) qui est due principalement aux transformateurs large-bande. La réponse en fréquence de ces derniers s'apparente à un filtre passe-bande avec des fréquences de coupure à -3 dB de 4 kHz et de 300 MHz. En hautes fréquences, c'est-à-dire au-dessus de 10 MHz, la variabilité entre les canaux est très grande. Ceci est dû en partie au bruit provenant du cristal du microcontrôleur (20 MHz) mais surtout de la disposition spatiale des câbles reliant le MÉA à l'analyseur de réseau. Cette dépendance au montage physique affecte la prévisibilité des caractéristiques du canal. L'utilisation du module à des fréquences supérieures à 10 MHz est donc déconseillée. La courbe de phase est présentée entre +180 degrés et -180 degrés ce qui explique les variations brusques en haute fréquence. De plus, cette dernière présente une région

*La phase est présentée entre +180 degrés et -180 degrés.

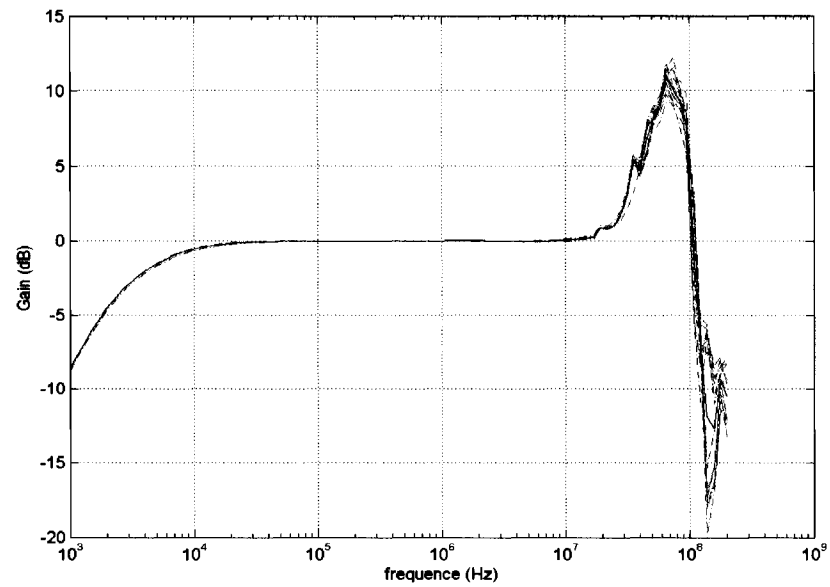
relativement linéaire entre 20 kHz et 2 MHz. Le tableau 4.1 présente les plages de fonctionnement pour des écarts de 0.1 %, 0.2 %, 0.5 % et 1 %.

Tableau 4.1 Plage utile des canaux de voltmètre en fonction de l'écart autour de la moyenne

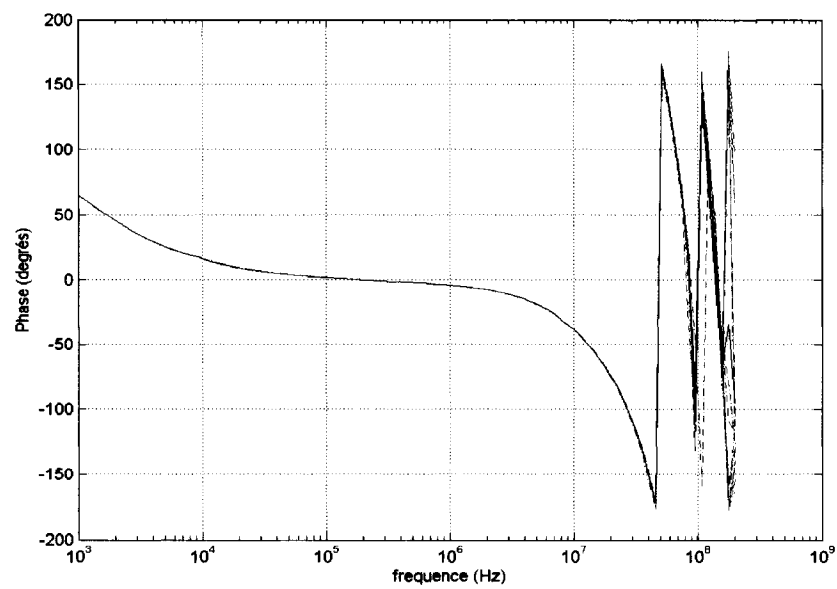
	Fréquence inférieure Fréquence supérieure	
0.009 dB (0.1 %)	66.2 kHz	1.86 MHz
0.017 dB (0.2 %)	51.7 kHz	2.67 MHz
0.043 dB (0.5 %)	31.6 kHz	5.60 MHz
0.086 dB (1 %)	17.0 kHz	13.38 MHz

4.2.2 Gain de tension des circuits d'application de courant

Le MÉA détermine le courant appliqué au patient par chaque électrode en mesurant la tension aux bornes d'une résistance de précision R_S . Pour ce test, un canal sera constitué d'une sortie de la matrice d'application de courant, de la résistance R_S et du condensateur C en série avec cette sortie, des deux suiveurs large-bande associés à cette résistance R_S , des matrices de mesure A et B et des transformateurs large-bande T4 ou T5. La figure 4.5 présente le schéma du montage de test. La sortie RF OUT de l'analyseur est reliée au connecteur de VREF+ et l'entrée A de l'analyseur est reliée au connecteur de I+ ou I-. Le connecteur d'électrode est mis à la masse pour qu'un courant circule dans la résistance R_S .



(a)



(b)

Figure 4.4 Réponse en fréquence des canaux de voltmètres : a) Gain en dB b) Phase en degrés

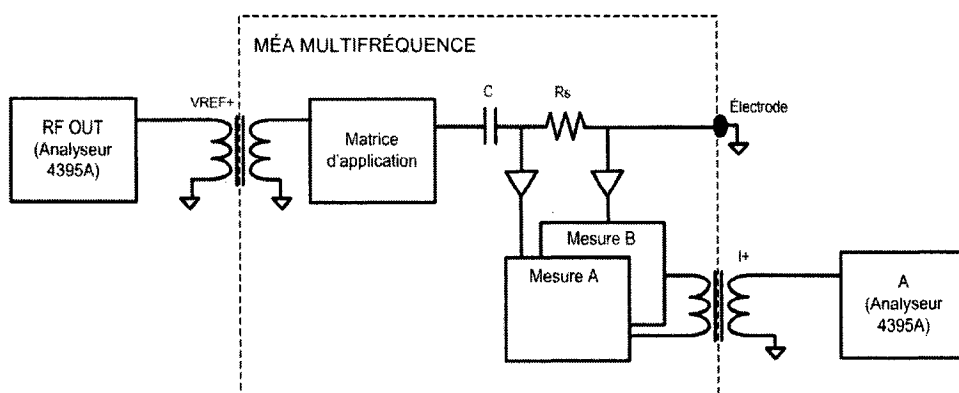


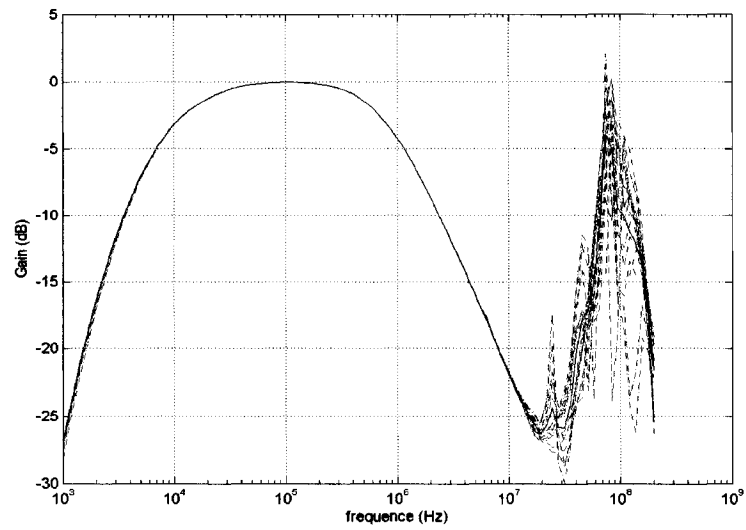
Figure 4.5 Montage pour déterminer la réponse en fréquence d'un canal d'application de courant

La figure 4.6 montre l'amplitude et la phase[†] du gain de tension des 16 canaux d'application de courant, ainsi que le gain moyen. Le gain de tension à mi-bande (100 kHz) a été fixé à 0 dB et tous les autres points de la courbe ont été ajustés en conséquence. Comme pour le test précédent, le gain en haute fréquence (supérieure à 10 MHz) présente une grande dépendance au montage physique, aux capacités parasites ainsi qu'au bruit généré par le microcontrôleur.

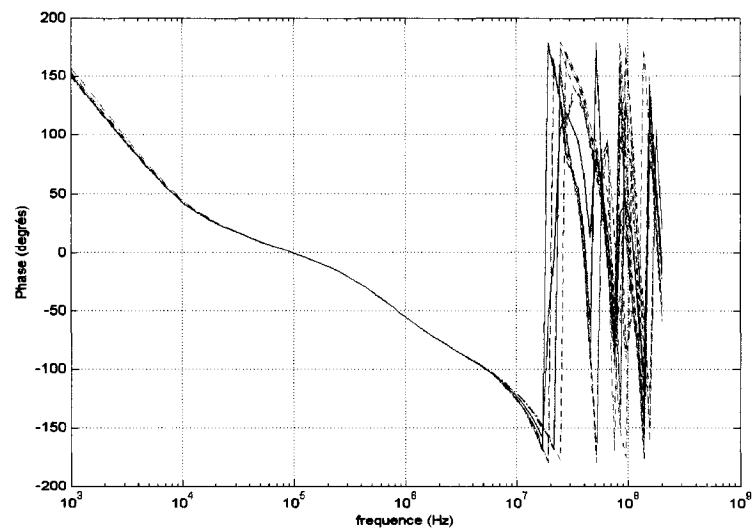
Tableau 4.2 Plage utile des canaux d'application de courant en fonction de l'écart autour de la moyenne.

	Fréquence inférieure Fréquence supérieure	
0.009 dB (0.1 %)	31.6 kHz	1.13 MHz
0.017 dB (0.2 %)	21.8 kHz	3.02 MHz
0.043 dB (0.5 %)	11.8 kHz	5.60 MHz
0.086 dB (1 %)	8.1 kHz	5.60 MHz

[†]La phase est présentée entre +180 degrés et -180 degrés.



(a)



(b)

Figure 4.6 Réponse en fréquence des canaux d'application de courant : a) Gain en dB et b) Phase en degrés

4.2.3 Taux de rejet du mode commun (TRMC)

Le taux de rejet du mode commun (TRMC) est une mesure de l'aptitude d'un amplificateur différentiel à rejeter les signaux en mode commun. Le TRMC est défini par :

$$TRMC(s) \equiv 20 \log_{10} \frac{A_d(s)}{A_{CM}(s)} \quad (4.1)$$

où le TRMC est en décibels, $A_d(s)$ est le gain en mode différentiel et $A_{CM}(s)$ est le gain en mode commun.

La calcul du TRMC nécessite donc deux mesures, une en mode différentiel et une en mode commun.

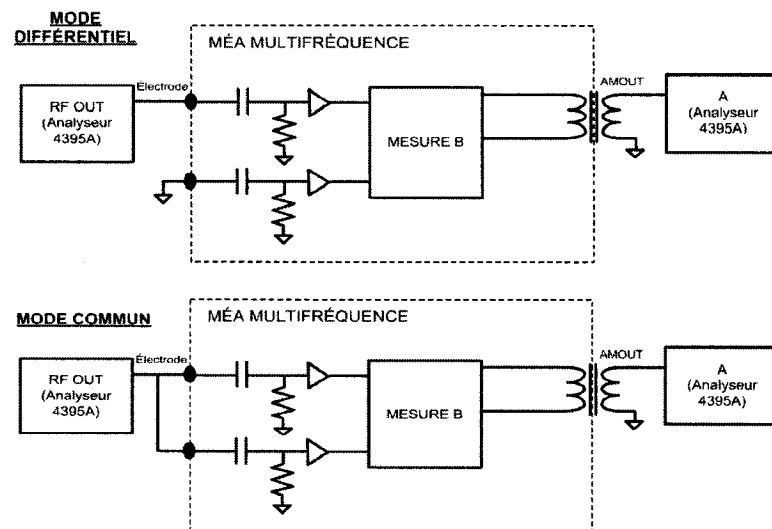


Figure 4.7 Montage pour déterminer le taux de rejet du mode commun des canaux de voltmètres en fonction de la fréquence

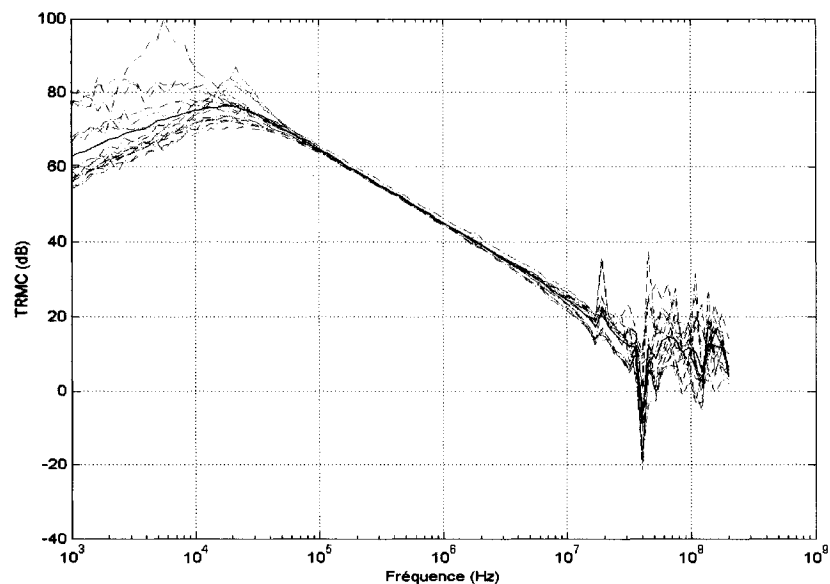


Figure 4.8 Taux de rejet du mode commun en fonction de la fréquence

La figure 4.7 illustre le montage de test. Un canal est constitué de deux électrodes adjacentes. Pour effectuer ces tests, les câbles d'électrodes d'ECG ont été utilisés pour faciliter les interconnexions. Pour la mesure du gain en mode différentiel, une électrode reçoit la tension de référence RF OUT de l'analyseur et l'autre est mise à la masse. La matrice de mesure B et le transformateur large-bande T3 permettent d'obtenir la différence de potentiel entre ces deux électrodes. La porteuse au connecteur AM_OUT est envoyée à l'entrée A de l'analyseur. Pour la mesure du gain en mode commun, les deux électrodes du canal sont reliées au connecteur RF OUT de l'analyseur.

La figure 4.8 montre les courbes de TRMC pour les 16 canaux de voltmètres, ainsi que le TRMC moyen. Les courbes des 16 canaux sont assez semblables. On note un

maximum à environ 20 kHz et une diminution par la suite. La moyenne présente un maximum de 76.5 dB à 17 kHz. Pour la plage de fréquence comprise entre 10 kHz et 1 MHz, le TRMC est supérieur à 45 dB. Les différences en basse fréquence sont imputables au filtre passe-haut précédent les suiveurs. Ces derniers sont constitués de composants RC avec des tolérances appréciables (5 %) pour les condensateurs ce qui entraîne des différences dans la réponse en fréquence des différents canaux. À partir de 20 MHz, le bruit venant de l'horloge du microcontrôleur entre en ligne de compte entraînant une dégradation des performances. Le montage physique incluant les câbles d'électrodes contribue aussi à la dégradation du TRMC.

Pour minimiser l'impact du TRMC en pratique, un mécanisme de rétroaction peut être implanté. La mesure du courant excédentaire retournant par l'électrode de masse devrait permettre l'ajustement des porteuses de référence V_{REF+} et V_{REF-} afin d'équilibrer les courants appliqués par les électrodes source et puits et ainsi minimiser la tension en mode commun.

4.2.4 Crosstalk entre les circuits d'application de courant et de mesure

Le crosstalk est une mesure de l'interférence entre deux conducteurs. Nous avons pris plusieurs dispositions dans la conception du circuit imprimé pour le minimiser. Par exemple, nous avons espacé les traces menant aux différentes électrodes. Cependant, les entrées et les sorties des matrices sont disposées côte-à-côte rendant un certain niveau de crosstalk inévitable. Pour l'évaluer, nous allons mesurer le ratio entre le signal d'interférence mesuré et la tension qui produit cette interférence.

Pour ce test, un canal est défini par une seule électrode mais la mesure du crosstalk nécessite l'utilisation de deux électrodes adjacentes. La première sert d'électrode d'application de courant et la seconde d'électrode de mesure du crosstalk. La figure 4.9 présente le montage de test. Le signal RF OUT venant de l'analyseur est relié à l'entrée VREF+. Ce signal fait passer un courant dans les circuits associés à l'électrode N, dont le connecteur est relié à la masse. Ce courant est la source de l'interférence. L'entrée VREF- est connectée à la masse de même que l'électrode N+1 qui servira à mesurer l'interférence. La mesure se fait aux bornes de la résistance R_S associée à l'électrode N+1. L'entrée A de l'analyseur est reliée au connecteur de la porteuse I+ ou I-.

La figure 4.10 montre le crosstalk mesuré pour les 16 canaux de même que le crosstalk moyen. Nous avons effectué le même test en appliquant le signal RF OUT à l'entrée

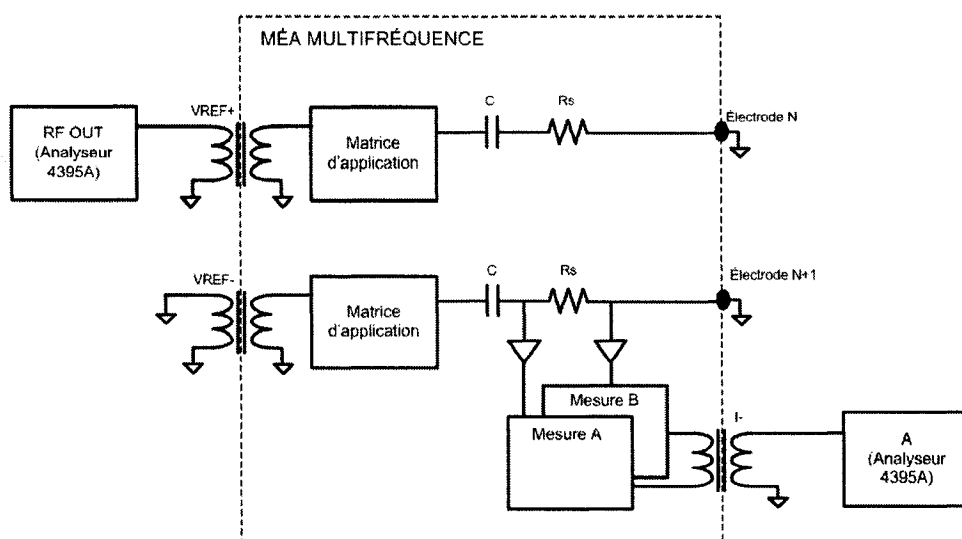


Figure 4.9 Montage pour déterminer le crosstalk entre un canal d'application de courant et un canal de mesure

VREF- (au lieu de VREF+) et la masse à l'entrée VREF+. Les résultats sont semblables et nous avons choisi de ne pas présenter ce deuxième cas.

Nous constatons que le crosstalk est inférieur à -50 dB pour des fréquences inférieures à 5 MHz et inférieur à -45 dB pour des fréquences inférieures à 10 MHz. Les matrices utilisées ont un crosstalk de -83 dB à 5 MHz en mode *all hostile*. Le terme *all hostile* signifie qu'un signal est appliqué simultanément à l'ensemble des canaux d'une matrice d'interconnexion et le crosstalk du canal sélectionné est mesuré. En général, cette méthode détermine le pire cas. Nos mesures donnent un crosstalk supérieur à cette valeur ce qui signifie qu'une bonne partie du crosstalk provient du circuit imprimé. En basse fréquence, les courbes présentent des irrégularités importantes mais qui s'explique par le fait que l'interférence mesurée est très faible (environ -80 dB). Le crosstalk augmente avec la fréquence étant donné le couplage plus impor-

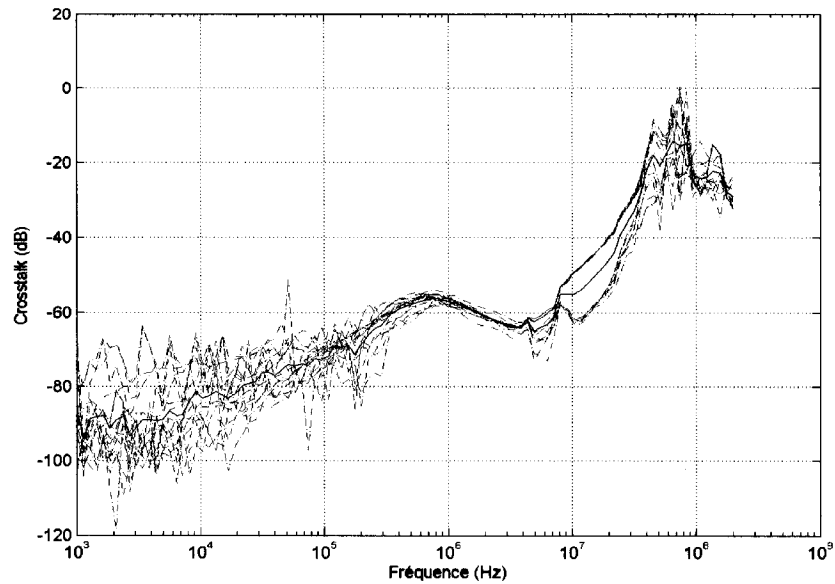


Figure 4.10 Crosstalk entre les canaux d'application de courant et les canaux de mesure en fonction de la fréquence

tant du signal interférant dû aux capacités parasites. Les performances des matrices d'interconnexion en termes de crosstalk diminue avec la fréquence.

4.2.5 Bruit intrinsèque des circuits d'application et de mesure

Le bruit intrinsèque se définit comme une mesure du signal présent à la sortie d'un circuit lorsque son entrée est reliée à la masse. Pour ce test, un canal est défini par les circuits reliés à une électrode. La figure 4.11 illustre le montage de test. L'entrée VREF- de la matrice d'application de même que le connecteur de l'électrode sont reliés à la masse ce qui signifie que le seul courant circulant dans R_S est celui résultant du bruit intrinsèque à la matrice d'application. La tension est mesurée aux bornes de la

résistance R_S du canal par les matrices de mesure A et B et les transformateurs T4 ou T5. Le signal venant des connecteurs I+ ou I- est relié à l'entrée A de l'analyseur de réseaux.

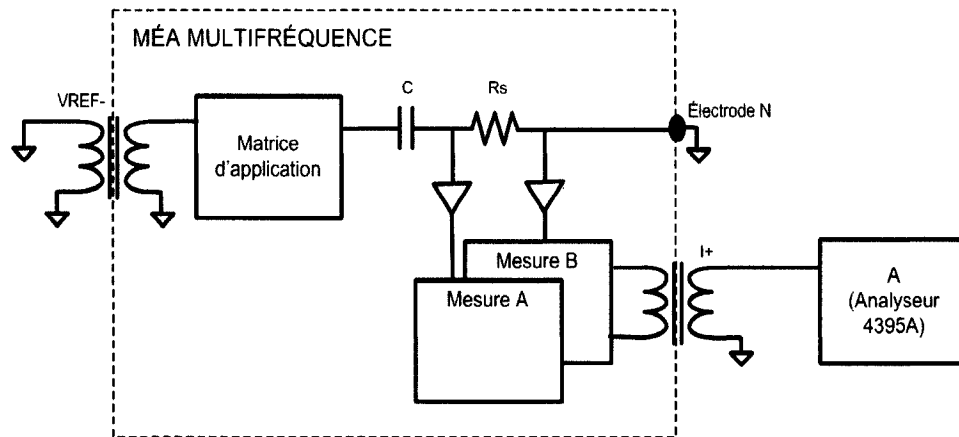


Figure 4.11 Montage pour déterminer le bruit intrinsèque d'un canal d'application de courant

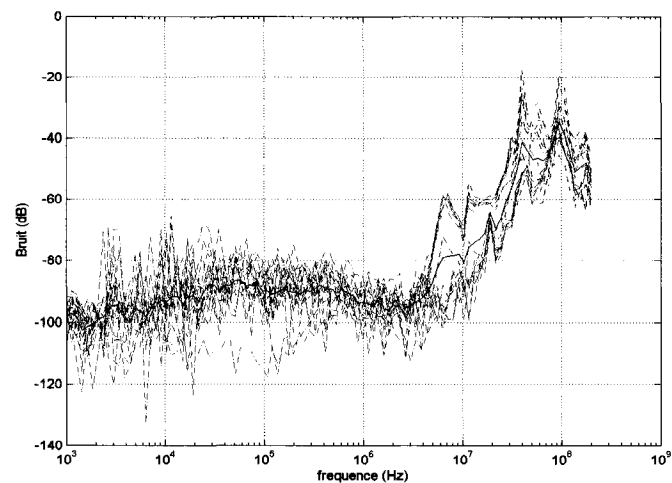


Figure 4.12 Bruit intrinsèque d'un canal d'application de courant en fonction de la fréquence

La figure 4.12 présente le bruit intrinsèque des 16 canaux de même que le niveau moyen. Nous remarquons que le niveau de bruit est faible (inférieur à -70 dB) pour

des fréquences inférieures à 4 MHz. Le bruit augmente en haute fréquence à cause des couplages dus aux capacités parasites avec divers signaux présents sur la carte. La fréquence de l'horloge du microcontrôleur est de 20 MHz. Il y a donc des pics à 20 MHz, 60 MHz, 100 MHz et 140 MHz puisque ce signal est une onde presque carrée.

4.2.6 Gain de tension du circuit de mesure du courant excédentaire

Ce circuit a été décrit précédemment (section 3.4.6). Il permet de mesurer le déséquilibre de courant appliqué par les électrodes source et puits au moyen d'une résistance de précision ($100\ \Omega$, 0.1 %) placée en série avec l'électrode EL_GND. La figure 4.13 présente le montage pour ce test. Le signal RF OUT de l'analyseur est relié au connecteur de l'électrode EL_GND. La sortie IGND du MÉA est reliée à l'entrée A de l'analyseur. Le gain a été ajusté dans les graphiques pour que 0 dB corresponde au gain à mi-bande, soit à 100 kHz.

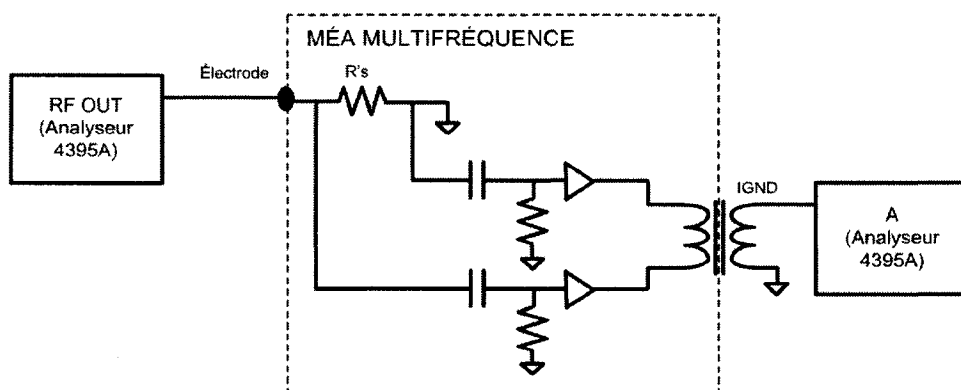
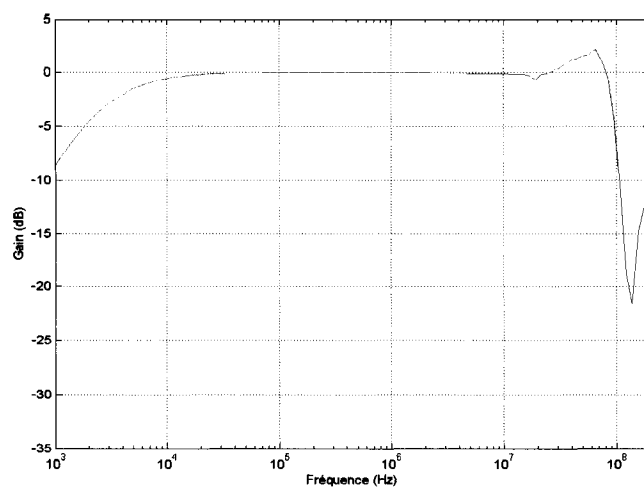
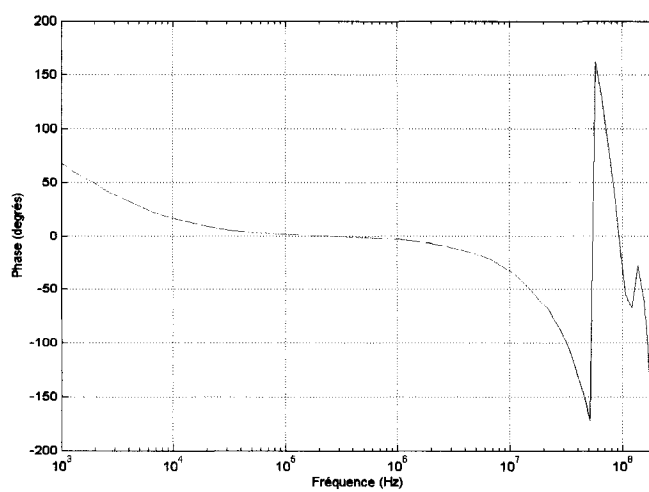


Figure 4.13 Montage pour déterminer la réponse en fréquence du canal de mesure du courant excédentaire



(a)



(b)

Figure 4.14 Réponse en fréquence du canal de mesure du courant excédentaire : a) Gain en dB et b) Phase en degrés

La figure 4.14 présente l'amplitude et la phase[‡] du gain de tension de ce canal. Théoriquement, nous désirons le gain le plus uniforme possible dans la bande passante. Le circuit donne une variation du gain inférieure à environ 1 dB dans la bande passante 35 kHz à 1.5 MHz. L'atténuation en basse fréquence provient principalement du transformateur T6 (voir figure 3.4). En hautes fréquences, les irrégularités du gain proviennent du montage physique et des capacités parasites.

[‡]La phase est présentée entre +180 degrés et -180 degrés.

4.3 Résultats des tests de type II

Les tests de type II utilisent un système de TIE simple fréquence. La figure 4.15 montre le montage pour ces tests. Le MÉA multifréquence est alimenté par le MSD du système simple fréquence par l'intermédiaire de régulateurs de tension situés sur l'adaptateur. Le MSD est connecté à un port USB d'un ordinateur PC (non illustré). Le fantôme de résistances simule un milieu de conductivité homogène.

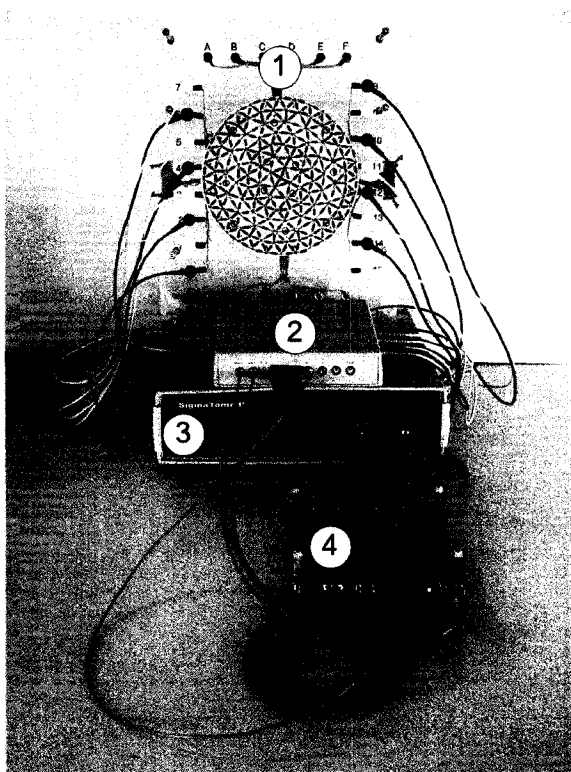


Figure 4.15 Photographie du montage pour les tests de type II : 1) Fantôme de résistances, 2) MÉA multifréquence, 3) MSD simple fréquence et 4) Adaptateur

Les tests de type II servent à déterminer la précision et le rapport signal sur bruit (RSB) du système. Ce dernier sera donc complètement fonctionnel. Le MSD fournit

la porteuse de référence et démodule la porteuse de mesures AM_OUT. Nous avons utilisé le MSD du système SigmaTome II qui a été développé récemment par l'IGB. Il permet de choisir la fréquence de la porteuse de référence. Pour les tests effectués, nous avons utilisé des fréquences de 20 kHz, 50 kHz et 100 kHz. Il nous est impossible de dépasser 100 kHz avec le système SigmaTome II. Des tests de type II plus complets devront donc être effectués quand le système multifréquence actuellement en développement sera fonctionnel.

4.3.1 Précision

Les données de TIE ont été acquises avec un MÉA simple fréquence et avec un MÉA multifréquence pour permettre de comparer les performances des deux modules. Quatorze cadences d'acquisition ont été choisies, allant de 3.59 à 21.85 trames par seconde. Pour évaluer la précision, les mesures effectuées avec le système réel sont comparées aux valeurs théoriques calculées pour le fantôme. L'erreur relative de la $i^{ième}$ mesure m_i est donnée par :

$$E_{R_i} = \frac{E(m_i) - m_i^T}{m_i^T} \times 100\% \quad (4.2)$$

où $E(m_i)$ est la moyenne des valeurs de cette mesure pour 1000 trames et m_i^T est la valeur théorique calculée pour le fantôme.

La précision est exprimé en pourcentage par la formule :

$$P_i = 100\% - |E_{R_i}| \quad (4.3)$$

où $|E_{R_i}|$ représente la valeur absolue de l'erreur relative (E_{R_i})

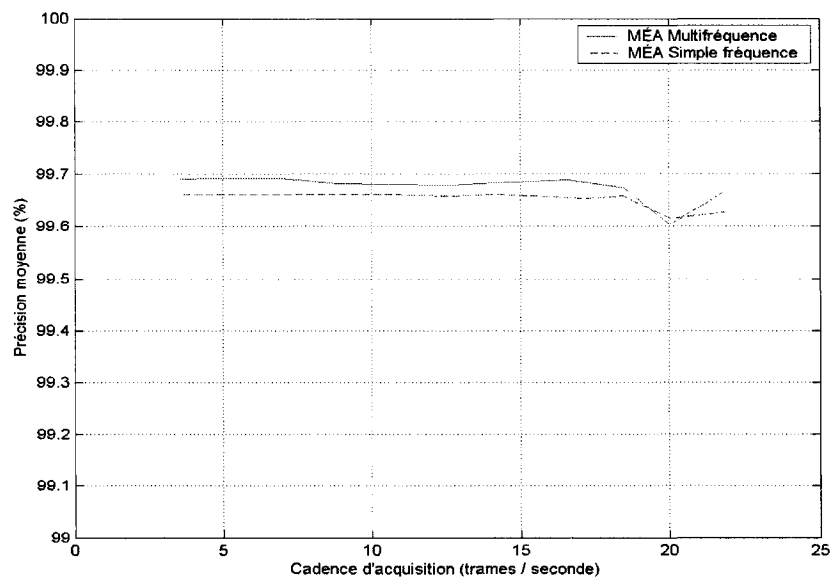


Figure 4.16 Précision pour des mesures de TIE effectuées avec une porteuse de 20 kHz en fonction de la cadence d'acquisition

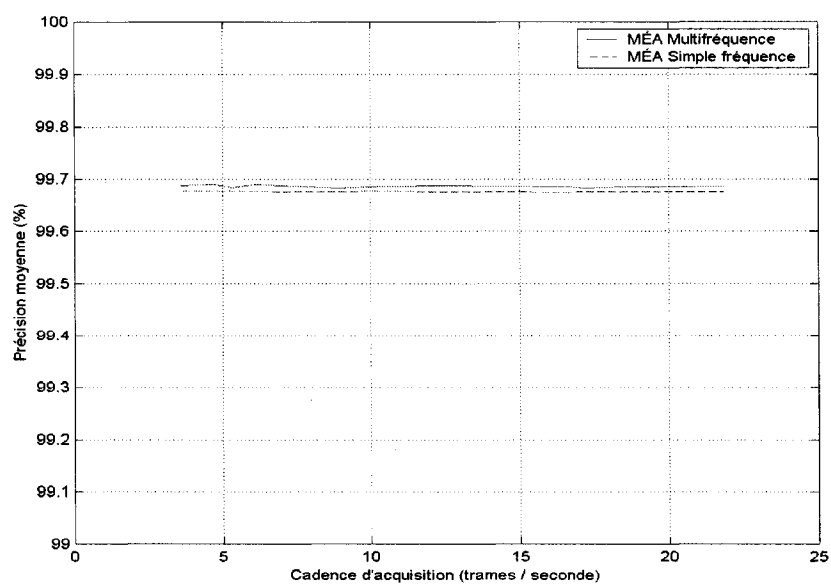


Figure 4.17 Précision pour des mesures de TIE effectuées avec une porteuse de 50 kHz en fonction de la cadence d'acquisition

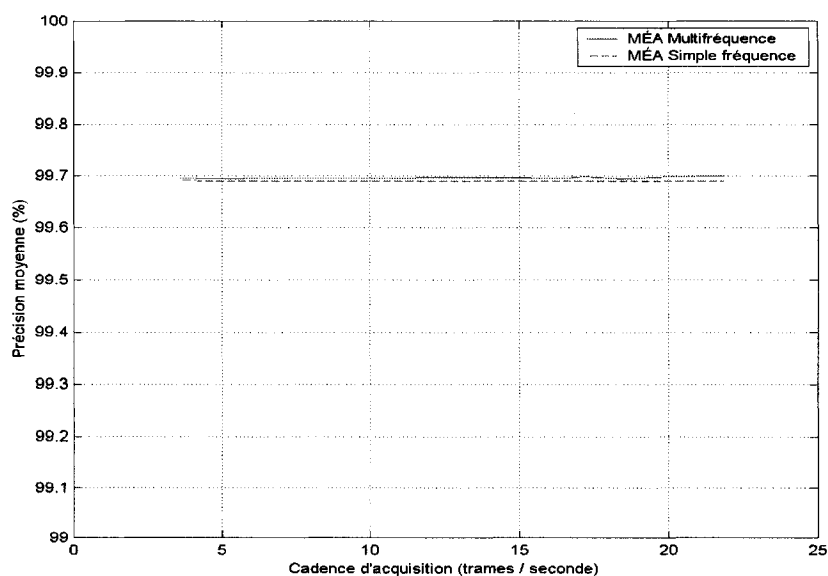


Figure 4.18 Précision pour des mesures de TIE effectuées avec une porteuse de 100 kHz en fonction de la cadence d'acquisition

Les figures 4.16, 4.17 et 4.18 présentent les résultats obtenus pour les deux types de MÉA pour des porteuses de 20 kHz, 50 kHz et 100 kHz. On constate que la précision est relativement constante quelle que soit la cadence. Dans le graphique obtenu avec une porteuse de 20 kHz, nous remarquons une diminution importante de la précision pour une cadence de 20.03 trames par seconde. La cause de ce phénomène n'est pas connue. Toutefois, le système SigmaTome II a été développé récemment et présente encore quelques imperfections. Puisque ce phénomène se produit autant pour le MÉA multifréquence que pour le MÉA simple fréquence, nous pensons que le problème vient du MSD utilisé.

Le tableau 4.3 présente la précision moyenne pour les deux types de MÉA aux trois fréquences de porteuse choisies. La précision du MÉA multifréquence est légèrement supérieure à celle du MÉA simple fréquence. Cependant, compte tenu de l'ordre de grandeur de ces mesures, les différences ne sont peut-être pas significatives.

Tableau 4.3 Précision moyenne des mesures de TIE pour les deux MÉA pour une fréquence de porteuse donnée

Fréquence (Hz)	Précision en % (Écart-type en %)	
	MÉA multifréquence	MÉA simple fréquence
20 kHz	99.6763 (0.0071)	99.6530 (0.0039)
50 kHz	99.6857 (0.0012)	99.6756 (0.0012)
100 kHz	99.6961 (8.58×10^{-4})	99.6901 (0.0011)

4.3.2 Rapport signal sur bruit

Le rapport signal sur bruit (RSB) est calculé à partir des données utilisées précédemment pour déterminer la précision. Pour chacune des mesures, on calcule la moyenne $E(m_i)$ et l'écart-type ($\sigma(m_i)$) des mille trames acquises. Le RSB est donné par :

$$RSB_i = 20 \log \left(\frac{E(m_i)}{\sigma(m_i)} \right) \quad (4.4)$$

Les figures 4.19, 4.20 et 4.21 donnent le RSB moyen pour les deux types de MÉA en fonction de la cadence d'acquisition. Nous constatons que le RSB diminue à mesure que la cadence d'acquisition augmente. Avec une porteuse de 20 kHz, le MÉA simple fréquence présente toujours un RSB supérieur au MÉA multifréquence indépendamment de la cadence d'acquisition. Cependant, pour des porteuses de 50 kHz et 100 kHz, le RSB du MÉA multifréquence est supérieur au MÉA simple fréquence pour des cadences supérieures à 10.45 trames par seconde. Au contraire, pour une faible cadence d'acquisition, le MÉA simple fréquence est supérieur. Tout comme dans les graphiques de précision, on peut noter des irrégularités dans les courbes. Ces irrégularités étant présentes sur les courbes du MÉA multifréquence et simple fréquence, nous les attribuons au MSD utilisé. Ces problèmes ont déjà été documentés dans un mémoire antérieur présentant le développement de ce MSD (Dazé, 2004).

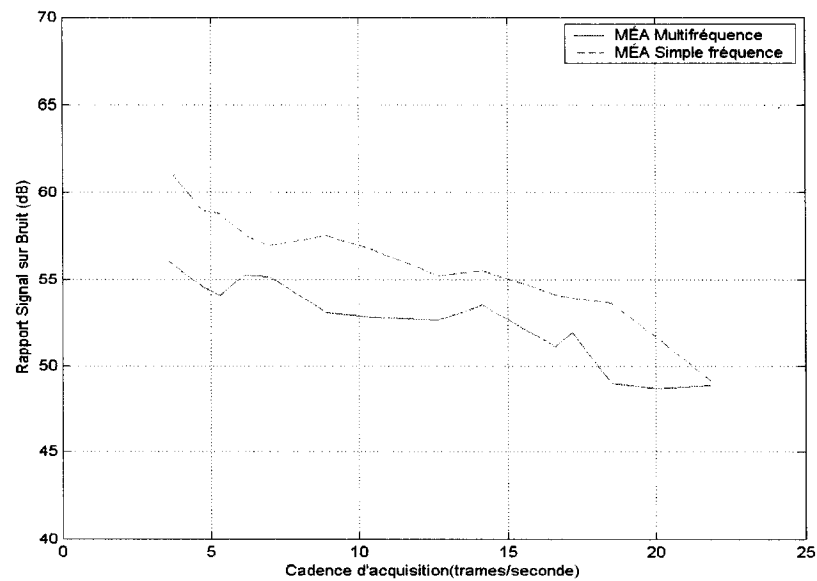


Figure 4.19 Rapport signal sur bruit pour des mesures de TIE effectuées avec une porteuse de 20 kHz en fonction de la cadence d'acquisition

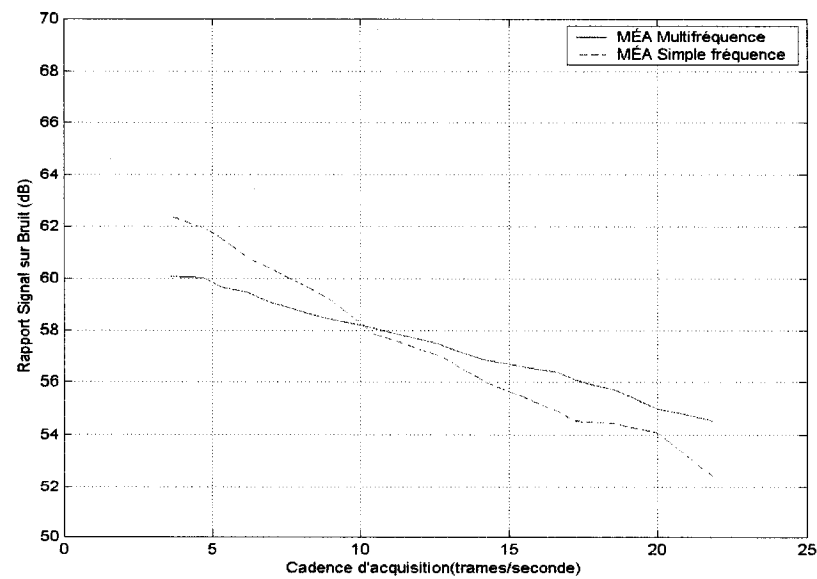


Figure 4.20 Rapport signal sur bruit pour des mesures de TIE effectuées avec une porteuse de 50 kHz en fonction de la cadence d'acquisition

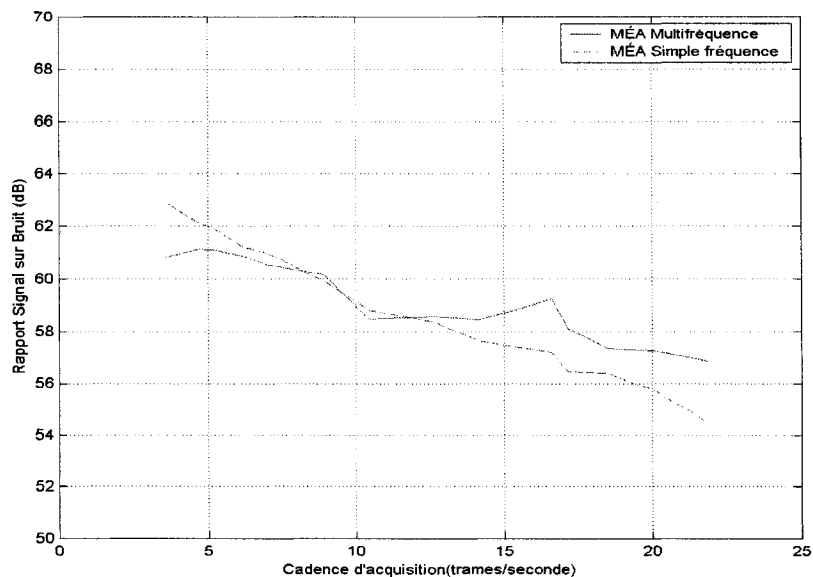


Figure 4.21 Rapport signal sur bruit pour des mesures de TIE effectuées avec une porteuse de 100 kHz en fonction de la cadence d'acquisition

4.4 Résultats des tests de température

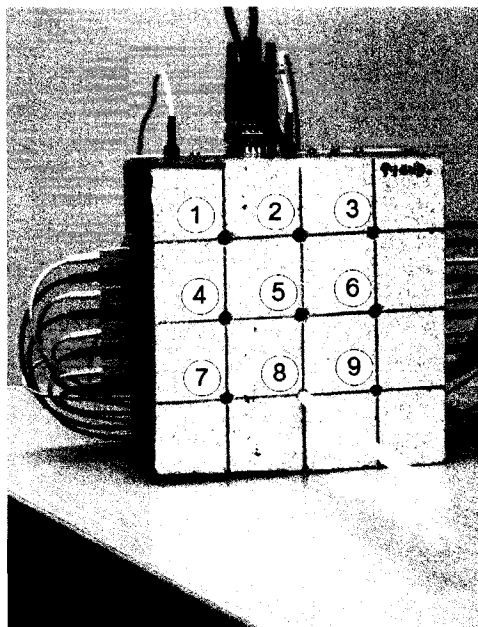
Une série de tests a été effectuée pour mesurer le profil de température de la surface du bo&icaron;tier du M&E;A. Tout d'abord, un bloc de styromousse isolant a été accolé au bo&icaron;tier (figure 4.22). Neuf points de mesure ont été répartis selon un quadrillage 3×3 et un thermométre a été inséré successivement dans chaque trou. La température a été monitorée pendant 90 minutes en prenant des mesures toutes les 2 minutes. Nous avons ensuite répété ces tests mais en recouvrant d'une couverture en polar le bo&icaron;tier. Dans un contexte hospitalier, il est en effet possible que le M&E;A soit recouvert d'une

couverture ou d'un drap quand un patient est monitoré sur de longues périodes de temps.

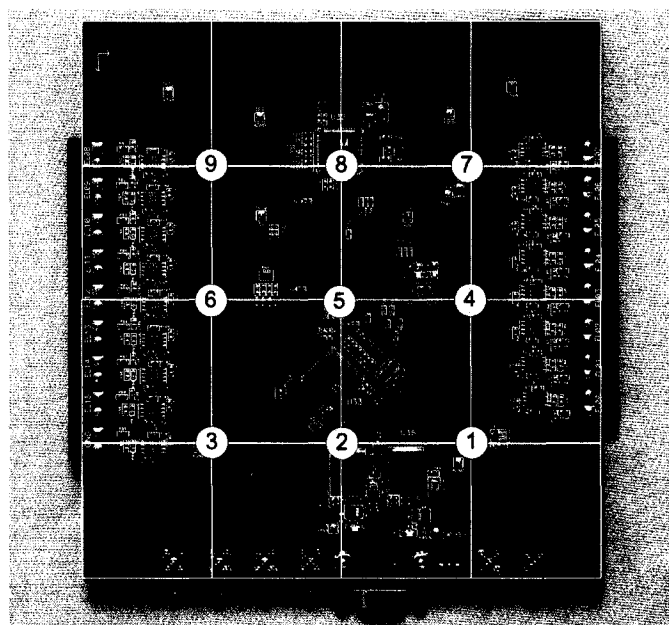
Tableau 4.4 Température finale de 9 points sur le boîtier du MÉA recouvert ou non d'une couverture

Numéro du point	Température finale (Celsius)	
	Sans couverture	Avec couverture
1	34.1	38.1
2	36.8	40.0
3	34.1	38.4
4	34.1	38.0
5	34.3	39.0
6	34.0	37.8
7	32.3	35.5
8	33.0	35.7
9	32.2	35.5

Les résultats sont présentés à la figure 4.23 et au tableau 4.4. Les températures sont stables après une période de fonctionnement de 60 à 70 minutes. Le point le plus chaud du boîtier est situé sous les régulateurs. Ces derniers abaissent les tensions d'alimentation de ± 6 V à ± 5 V ce qui entraîne une dissipation de puissance importante. La température la plus basse est enregistrée dans la région supérieure de la carte là où il y a le moins de composants électroniques. Les températures atteintes avec le MÉA recouvert sont supérieures d'environ 3 à 4 degrés Celsius par rapport au même point sans la couverture. La température corporelle étant d'environ 37 degrés Celsius, le patient pourrait ressentir un certain inconfort dû à la chaleur dégagée par le



(a)



(b)

Figure 4.22 Montage pour les tests de température : a) Photographie du montage avec les 9 points de test et b) 9 points correspondants sur le circuit imprimé

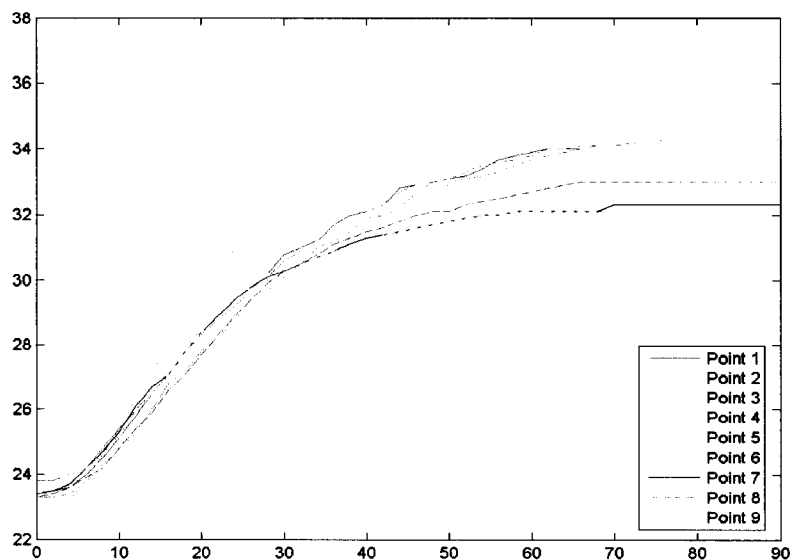


Figure 4.23 Variation de température de 9 points du boîtier du MÉA, en fonction du temps

boîtier. Nous présentons au chapitre 5 quelques solutions au problème de dissipation de chaleur.

4.5 Résumé

Nous venons de présenter l'ensemble des résultats obtenus durant ce projet. Une première série de tests a permis de déterminer les réponses fréquentielles des différents canaux pour déterminer la plage de fonctionnement et le TRMC. Par la suite, des tests de précision et de RSB nous ont permis de comparer les performances du MÉA multifréquence à celle du MÉA simple fréquence. Finalement, la température à la

surface du boîtier étant entre 37 et 40 degrés Celsius, il est possible que certains patients ressentent un léger inconfort.

Le chapitre suivant présente une analyse comparative des résultats de notre système par rapport aux systèmes décrites dans la littérature. Tout d'abord, nous analysons les résultats obtenus suite aux différents tests et par la suite, nous présenterons des pistes de solutions pour palier aux problèmes de plage de fonctionnement et de température.

CHAPITRE 5

DISCUSSION ET TRAVAUX FUTURS

Nous avons présenté aux chapitres précédents les différentes étapes de ce projet de maîtrise. Ce cinquième chapitre débute par une discussion sur les caractéristiques analysées. Nous déterminons la plage utile du système et comparons le taux de rejet du mode commun (TRMC) et le rapport signal sur bruit (RSB) à ceux des systèmes présentés dans la revue de littérature. Cette discussion permettra de faire ressortir les objectifs atteints et indiquera les principales améliorations qui doivent être apportées au MÉA multifréquence.

5.1 Discussion

Le MÉA multifréquence développé au cours de ce projet de maîtrise est un premier prototype. Nous avons conçu et réalisé ce dernier avec le plus grand soin et au meilleur de nos connaissances. Malgré cela, le système présente des limites que nous analysons dans une discussion structurée en trois parties : 1) la plage utile de fréquence, 2) le TRMC et le RSB et 3) les autres caractéristiques. La discussion sur la plage de fréquences nous permettra de déterminer si les objectifs initiaux du projet

ont été atteints. Les seconde et troisième parties nous permettront de comparer les caractéristiques de notre MÉA à ceux d'autres systèmes présentés dans la littérature.

Plage de fréquence

Le qualificatif "utile" appliqué à la bande-passante des circuits du MÉA est un concept flou puisqu'il dépend du niveau d'erreur que l'on peut tolérer dans les mesures et aussi de la complexité du traitement des données que nous sommes prêts à faire pour compenser les asymétries dans les caractéristiques des canaux. Au chapitre 4, nous avons présenté la plage de fréquences à l'intérieur desquelles la caractéristique de chaque canal d'application (tableau 4.1) et de mesure de tension (tableau 4.2) déviait de la moyenne des 16 canaux par moins de 0.1 %, 0.2 %, 0.5 % et 1 %. L'ensemble des données concernant l'uniformité de ces deux caractéristiques est résumé au tableau 5.1.

Tableau 5.1 Plage utile des canaux de voltmètre et des canaux d'application de courant pour un écart de 0.1 %, 0.2 %, 0.5 % et 1 % autour de la moyenne

Caractéristique	Plage de fréquences respectant le critère de			
	0.1 %	0.2 %	0.5 %	1 %
1) Gain de tension des canaux de voltmètres (tableau 4.1)	66.2 kHz - 1.86 MHz	51.7 kHz - 2.67 MHz	31.6 kHz - 5.60 MHz	17.0 kHz - 13.38 MHz
2) Gain des canaux d'application de courant (tableau 4.2)	31.6 kHz - 1.13 MHz	21.8 kHz - 3.02 MHz	11.8 kHz - 5.60 MHz	8.1 kHz - 5.60 MHz

Si on veut minimiser le traitement des données à effectuer avant la reconstruction des images, la bande-passante utile pourrait être considérée celle respectant le critère de moins de 0.1 % de variation. Cette bande passante s'étend de 66.2 kHz à 1.13 MHz. La borne supérieure de cette bande satisfait l'objectif initial du projet (1 MHz). Par contre, la borne inférieure, qui avait été fixée à 10 kHz, est trop élevée. Un élargissement de la bande passante devrait donc se faire du côté des basses fréquences. Nous décrirons plus loin dans ce chapitre les causes de ces variations en basse fréquence ainsi que des moyens pour palier cette lacune.

Au chapitre 2, nous avons présenté une revue des systèmes de TIE-MF développés par différents groupes de recherche. Ces derniers spécifient une plage de fréquence fixée au départ dans les critères de conception. Cependant, aucun test n'a été effectué pour déterminer la variabilité entre les canaux. Dans notre système, nous avons fixé la plage de fonctionnement désirée entre 10 kHz et 1 MHz. Il est possible d'effectuer des mesures à des fréquences inférieures ou supérieures à cette plage mais cela entraînera des erreurs dans les mesures effectuées par les différents canaux surtout en basses fréquences. Il est donc préférable de travailler dans la plage utile spécifiée.

Le circuit de mesure du courant excédentaire doit présenter un gain le plus uniforme possible dans la bande passante. Si on impose une variation du gain inférieure à 1 dB, la plage utile de fréquence du circuit est de 35 kHz à 1.5 MHz. Encore une fois, notre cible de 10 kHz comme fréquence inférieure n'est pas atteinte. L'utilisation de

transformateurs large-bande pour coupler les différentes porteuses du MSD au MÉA et vice-versa entraîne une atténuation en basse fréquence. En effet, les transformateurs présentement utilisés ont des fréquences de coupure à -3 dB de 4 kHz et de 300 MHz. Il faudrait idéalement éliminer les transformateurs pour avoir un gain uniforme en basse fréquence mais il faudrait alors prévoir un autre type de dispositif pour assurer l'isolation électrique du patient.

Deux solutions de compromis sont envisageables : 1) l'utilisation de transformateurs comportant un plus grand nombre de spires de fil (et donc physiquement plus gros) de façon à déplacer la bande passante vers les basses fréquences et 2) l'élimination des transformateurs situés dans le MÉA qui se trouvent en fait à être reliés en série avec les transformateurs de la barrière d'isolation du MSD. Cette deuxième solution nécessiterait de revoir toute l'approche de protection des puces ITGÉ du MÉA (en particulier les matrices d'interconnexion AD81xx) contre les décharges électrostatiques. Dans le design actuel du MÉA, ce sont les transformateurs T_1 à T_5 (figure 3.4) qui assurent ce rôle, en plus de celui de transposition de signaux différentiels à signaux unipolaires.

Taux de rejet du mode commun et rapport signal sur bruit

Le taux de rejet du mode commun (TRMC) et le rapport signal sur bruit (RSB) sont deux caractéristiques utilisées pour quantifier les performances des systèmes de TIE-MF. Idéalement, le TRMC et le RSB devraient être le plus élevés possible mais en

pratique, ces valeurs sont limitées par le design. Le tableau 2.1 présente les valeurs de TRMC et de RSB des systèmes développés par d'autres groupes. Les méthodes de test utilisées pour déterminer ces caractéristiques ne sont généralement pas bien définies dans les articles ce qui rend une comparaison objective entre les systèmes difficile. Il est important de tenir compte de cette lacune avant de tirer des conclusions.

Le TRMC mesuré avec notre MÉA est supérieur à 45 dB pour des fréquences inférieures à 1 MHz. En se référant au tableau 2.1, nous constatons que cette valeur est inférieure à celle des systèmes de Keele et de Londres. Dans notre système, quand les courants sont appliqués, la source et le puits ne sont pas nécessairement balancés. Ce déséquilibre fait apparaître une tension en mode commun. Un TRMC faible peut entraîner des erreurs importantes dans les mesures puisqu'une partie de cette tension apparaîtra comme une tension différentielle. Toutefois, il est possible dans notre système de réduire la tension en mode commun en se servant de la mesure du courant excédentaire pour équilibrer les courants appliqués par les électrodes source et puits.

Le RSB moyen mesuré avec notre MÉA et le MSD simple fréquence est 48 dB à 20 kHz, 54 dB à 50 kHz et 57 dB à 100 kHz. Ces valeurs sont supérieures aux systèmes de Londres et de Sheffield mais inférieures à celles du système de Darmouth. Le système de Barcelone présente des résultats du même ordre de grandeur que le nôtre. Nous voudrions évidemment un RSB le plus élevé possible afin de minimiser les artéfacts dans les images reconstruites.

Autres caractéristiques

Le MÉA multifréquence développé nécessite quelques améliorations mais les résultats sont acceptables pour un premier prototype. Le bruit intrinsèque du circuit (-70 dB) et le niveau de crosstalk (-45 dB pour $f < 10$ MHz) sont acceptables. La précision du MÉA multifréquence est comparable à celle du MÉA simple fréquence. De plus, le RSB du MÉA multifréquence est supérieur à celui du MÉA simple fréquence pour des fréquences supérieures à 50 kHz et pour des cadences supérieures à 10.45 trames/s.

5.2 Travaux futurs

Le module d'électrodes actives (MÉA) développé au cours de cette maîtrise a servi de banc d'essai à une nouvelle approche de mesure de bio-impédances où le signal d'excitation provient de sources de tension (plutôt que de sources de courant) et où les signaux mesurés sont des tensions et des courants. Nous avons aussi utilisé le prototype pour évaluer l'emploi de matrices d'interconnexion conçues originellement pour des applications vidéo, comme composants clés d'un système de TIE-MF. Comme tout prototype, celui du MÉA a permis de mettre à jour certaines lacunes. Nous avons retenu et discutons dans cette section de trois améliorations à apporter au design actuel du MÉA :

- 1) Élargir la bande passante utile, particulièrement en basses fréquences.

- 2) Réduire les dimensions physiques du module.
- 3) Améliorer la dissipation de chaleur.

5.2.1 Élargissement de la bande-passante utile

Au tableau 5.1, nous avons relevé les fréquences minimales et maximales à l'intérieur desquelles les caractéristiques des canaux déviaient de la moyenne par différents pourcentages. Nous avons déterminé qu'une déviation de 0.1 % autour de la moyenne correspond à une largeur de bande passante allant de 66.2 kHz à 1.13 MHz. La borne supérieure de cette bande satisfait les critères de conception que nous nous étions fixés au départ, mais la borne inférieure est nettement au dessus de notre cible (10 kHz). Un élargissement de la bande passante vers les basses fréquences est souhaitable pour améliorer la discrimination de certains tissus biologiques.

Nous avons tout d'abord supposé qu'une substitution des deux condensateurs des filtres passe-haut dont les tolérances sont actuellement de 5 % et de 10 %, pourrait permettre d'obtenir des réponses en basse fréquence plus uniformes.

Le premier condensateur à substituer est celui situé à l'entrée des suiveurs large-bande (voir figure 3.7). Ce condensateur $C_1=1000$ pF (précis à 5 %) forme avec la résistance $R_1=1\text{M}\Omega$ (précise à 1 %) un filtre passe-haut dont la fréquence de coupure nominale à -3 dB est $f_c = 159.15$ Hz. Si on suppose que la tolérance de 5 % est répartie autour

de la valeur nominale de 1000 pF, cette fréquence de coupure peut varier de 151.58 Hz à 167.5 Hz. Pour une porteuse de 10 kHz, cette variation de f_c entraîne une variation d'amplitude du gain du suiveur de l'ordre de 0.0015 %. Nous arrivons à ce résultat de la façon suivante :

Considérons la forme générale de la réponse en fréquence d'un filtre passe-haut du premier ordre :

$$T(s) = \frac{ks}{s + \omega_0} \quad (5.1)$$

où k est une constante, le gain du filtre pour $s \rightarrow \infty$ et $\omega_0 = \frac{1}{RC}$ la fréquence de coupure à -3 dB.

L'amplitude de $T(s)$ aux fréquences physiquement réalisables ($s = j\omega$) est :

$$|T(s)| = \frac{|k|}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}} \quad (5.2)$$

et la phase

$$\angle T(s) = \tan^{-1} \left(\frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (5.3)$$

La sensibilité du module aux variations de ω_0 est donnée par :

$$\frac{d|T(j\omega)|}{d\omega_0} = \frac{-|k|\omega_0}{\omega^2 \sqrt[3]{1 + \left(\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}} \quad (5.4)$$

La variation relative du module $|T(j\omega)|$ en fonction de la variation relative de R et de C est :

$$\frac{d|T(j\omega)|}{|T(j\omega)|} = \frac{\omega_0^2}{(\omega^2 + \omega_0^2)} \left(\frac{dC}{C} + \frac{dR}{R} \right) \quad (5.5)$$

Si nous prenons les valeurs suivantes :

$$\omega = 2\pi \times 10^4 \text{ rad/s} \quad (5.6)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} = 10^3 \text{ rad/s} \quad (5.7)$$

$$\frac{dC}{C} = 0.05 \text{ (tolérance de 5 \%)} \quad (5.8)$$

$$\frac{dR}{R} = 0.01 \text{ (tolérance de 1 \%)} \quad (5.9)$$

On obtient alors une variation relative du module de 0.0015%.

Le deuxième élément à substituer est le condensateur de $1 \mu\text{F}$ (10 %) en série avec la résistance $R_S = 1 \text{ k}\Omega$ (1 %) que l'on retrouve à chaque sortie de la matrice d'application (voir figure 3.7). Par le même raisonnement que celui du paragraphe précédent, nous calculons que la variation relative de 10 % du condensateur et de 0.1 % de la résistance R_S produisent à 10 kHz, une variation de 0.0026 %.

La variation introduite par l'incertitude sur ces 4 composants est donc de l'ordre de 0.004 % dans le pire cas, ce qui représente environ 1/20 de la variation totale. Nous déduisons donc qu'une petite partie de la variabilité entre les canaux provient des filtres passe-haut.

Par la suite, nous avons supposé que l'incertitude entre les canaux des 4 matrices utilisées n'est pas négligeable. En effet, les données fournies par le fabricant nous indiquent des erreurs de gain entre les canaux de : 0.09 % pour le AD8108 et pour le AD8110 avec des résistances de charge de $1 \text{ k}\Omega$. La variation introduite par l'incertitude sur ces 4 matrices est donc de l'ordre de 0.18 % dans le pire cas. Nous déduisons donc que la majorité de la variabilité entre les différents canaux provient des matrices et non des filtres passe-haut. Pour améliorer l'uniformité entre les canaux

du MÉA, il faudrait des matrices d'interconnexion ayant une incertitude entre les canaux inférieure à celle des matrices de la famille AD81xx.

5.2.2 Réduction des dimensions physiques du module

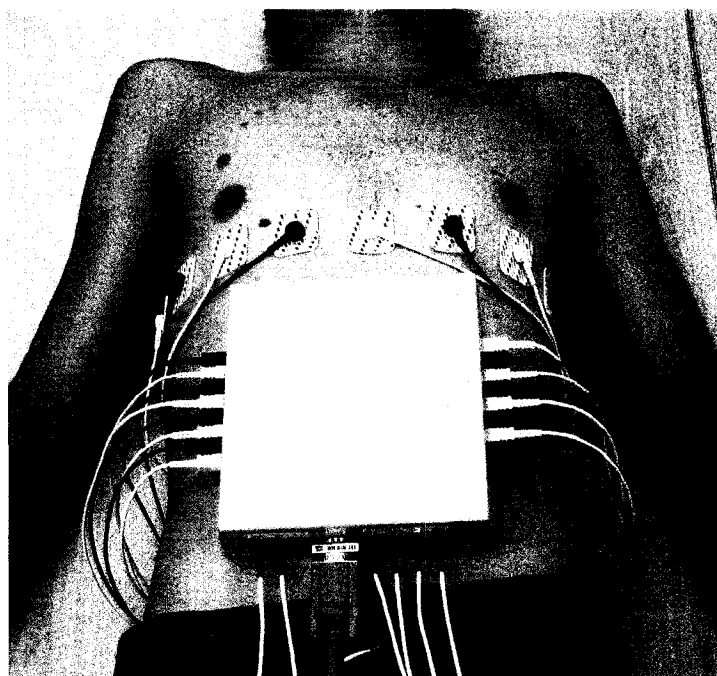


Figure 5.1 Emplacement type du module d'électrodes actives sur le thorax du patient

La figure 5.1 illustre la position du MÉA sur le thorax d'un sujet adulte dans une application typique de tomographie multifréquence. On voit que la portion de la surface thoracique recouverte par le module et par les câbles d'électrodes est importante et que ceci pourrait constituer un obstacle pour les soins à donner au patient. Il est donc important d'examiner tous les moyens que l'on peut utiliser pour réduire les dimensions du module.

Si on examine les photos du circuit imprimé de MÉA (figure 3.11), on constate qu'une proportion non-négligeable, de 10 % à 15 %, de la superficie de la carte est inutilisée. La raison pour laquelle cette partie n'a pas été éliminée au départ est simplement que nous n'avons pas trouvé de boîtier disponible commercialement de dimensions appropriées. Un boîtier fait sur mesure aurait donc permis de réduire les dimensions du MÉA de $17.5 \text{ cm} \times 18.5 \text{ cm} \times 3.6 \text{ cm}$ actuel à environ $17 \text{ cm} \times 17 \text{ cm} \times 1 \text{ cm}$.

Un deuxième examen de la figure 3.11 montre que les divers connecteurs (SMA, DB9 et connecteurs Eurostyle pour les câbles d'électrodes) occupent environ 20 % de la superficie de la carte. Nous avons choisi ces types de connecteurs pour des raisons d'économie; en effet, il existe des câbles avec ce type de connecteurs aux extrémités qui sont disponibles commercialement à des prix modiques. Encore une fois, si l'on optait pour des connecteurs et des câbles faits sur mesure, il serait possible de réduire les dimensions du MÉA d'un 10 % supplémentaire. Ceci conduirait à un module dont les dimensions s'approchent de celles d'une cassettes vidéo de type VHS. Les MÉA que notre groupe a développé pour les systèmes de TIE simple fréquence ont approximativement ces dimensions soit $19 \text{ cm} \times 10 \text{ cm} \times 3 \text{ cm}$.

La réduction de la superficie de la carte apporterait des avantages au niveau des caractéristiques des circuits en hautes fréquences. En effet, nous attribuons une partie de la variabilité entre canaux que l'on peut observer dans les graphiques des figures 4.4, 4.6, 4.8 et 4.10 à la longueur inégale des traces reliant les matrices d'interconnexion

aux suiveurs large-bande. Un circuit imprimé redessiné pour occuper une plus petite superficie devrait permettre d'uniformiser la longueur de ces traces. L'amélioration de performances devrait surtout être visible au delà de 10 MHz.

5.2.3 Amélioration de la dissipation de chaleur

Les circuits du MÉA dissipent environ 5 W au repos, soit 4.56 W (380 mA à ± 6 V) pour la section analogique : amplis op et matrices d'interconnexion, etc et 0.3 W (60 mA à +5 V) pour les circuits logiques : microcontrôleur, portes et capteur de température. Étant donné les dimensions du boîtier du MÉA (17.5 cm \times 18.5 cm \times 3.6 cm), une dissipation de 5 W entraîne une élévation de température importante qui peut rendre le boîtier inconfortable au toucher.

Or, le MÉA est précisément conçu pour être posé sur le thorax du patient afin de réduire au maximum la longueur des câbles d'électrodes et ainsi minimiser les erreurs de mesure provenant du couplage parasite entre les canaux. La situation que l'on retrouvera en pratique clinique sera donc qu'une face du boîtier est en contact avec le thorax et l'autre face est recouverte d'un drap ou d'une couverture. Ceci va diminuer considérablement les pertes de chaleur par convection puisqu'il n'y a pratiquement pas d'air qui circule autour du boîtier. Trois solutions à ce problème peuvent être envisagées :

- 1) Modifier le boîtier en y incorporant un ventilateur et des louveres (ouvertures grillagées) afin de faciliter la circulation d'air. Cette approche comporte quelques désavantages. Premièrement, le ventilateur dissipe lui aussi de la puissance pour fonctionner. Deuxièmement, l'ajout de louveres fait que des liquides peuvent pénétrer accidentellement dans le boîtier et endommager les circuits électroniques. Enfin, le fonctionnement du ventilateur va accroître le bruit électrique (interférences provenant des champs magnétiques produits par les bobinages du moteur) et diminuer la précision des mesures. Le bruit audible produit par le ventilateur est aussi un facteur à considérer.
- 2) Utiliser un caloporteur liquide dans une boucle de refroidissement. Cette approche est rarement utilisée pour les équipements électroniques mais pourrait s'avérer efficace dans le contexte actuel. Essentiellement, il s'agit d'un système semblable à celui utilisé pour refroidir le moteur d'une automobile. Une plaque métallique incorporant un serpentín est placée à l'intérieur du boîtier du M^ÉA sur une des faces. On fait circuler dans le serpentín un liquide, comme du glycol, qui agit de caloporteur. Le principal inconvénient de cette approche est la nécessité d'ajouter deux conduites flexibles (qui pourraient être du même diamètre que les câbles coaxiaux) pour relier le M^ÉA au système de refroidissement. Celui-ci comprendrait une petite pompe, un réservoir de liquide et un ventilateur et serait vraisemblablement situé dans le MSD.

3) Réduire la dissipation de puissance par un re-design du module. C'est la solution la plus coûteuse en temps mais aussi la plus logique puisqu'elle s'attaque à la source du problème. Essentiellement, il faudrait revoir chaque circuit du MÉA pour déterminer comment réduire sa consommation de courant; soit en changeant des composants actifs, en faisant des compromis sur certaines caractéristiques, ou même en éliminant le circuit. Par exemple, le MÉA utilise actuellement 34 amplis op de type AD8065 pour les suiveurs large-bande. Le courant de repos typique de chaque ampli op est de 6.4 mA aux tensions d'alimentation de ± 5 V. Puisque ces tensions proviennent des alimentations ± 6 V fournies par le MSD; la dissipation typique de puissance de tous ces amplis op est de $12 \text{ V} \times 6.4 \text{ mA} \times 34 = 2.6 \text{ W}$. On pourrait remplacer les AD8065 par des amplis op de performances légèrement inférieures qui consomment environ 4 mA au repos. De même, on pourrait alimenter le MÉA avec des tensions de ± 5.5 V au lieu de ± 6 V; le type de régulateurs utilisés (*Low Dropout Regulators*) permettent cette réduction. À elles seules, ces deux modifications entraîneraient une diminution de 1.11 W, soit environ 22 % du total actuel. Des réductions comparables sont envisageables pour les autres circuits de la carte.

5.3 Résumé

Dans ce chapitre, nous avons tout d'abord présenté une discussion par rapport aux résultats obtenus lors des tests de caractérisation. Nous avons déterminé que la limite supérieure de la plage de fonctionnement du MEA multifréquence respecte les critères fixés (1 MHz). Cependant, la limite inférieure est trop élevée par rapport à 10 kHz.

Par la suite, nous avons comparé le TRMC et le RSB de notre système et celui des autres présentés dans la littérature et nous avons constaté que ces derniers étaient comparables. Finalement, la discussion nous a permis de présenter les résultats importants des différents tests de caractérisation. Nous retenons entre autres choses que la précision du MEA multifréquence est équivalente à celle du MEA simple fréquence.

Nous avons terminé ce chapitre par une présentation des travaux futurs pour améliorer les performances du MEA. Nous avons mentionné l'amélioration de la bande passante surtout pour les basses fréquences, la réduction des dimensions physiques du module et l'amélioration de la dissipation de la chaleur du module.

CHAPITRE 6

CONCLUSION

L'objectif de ce projet de maîtrise était de concevoir un module d'électrodes actives (MÉA) pour un système de tomographie d'impédance électrique multifréquence (TIE-MF). La revue des systèmes présentés dans la littérature nous a permis de déterminer les caractéristiques du système à développer. De plus, une étude par simulation de divers circuits d'application de courant nous a permis de constater que l'usage de sources de tension était plus approprié pour notre système étant donné nos spécifications. Par la suite, le module d'électrodes actives a été développé et fabriqué. Finalement, nous avons caractérisé le prototype à l'aide d'un analyseur de réseau et d'un système de TIE simple fréquence. Ces tests nous ont permis d'évaluer les performances du MÉA.

Nous considérons que les objectifs de ce projet de maîtrise ont presque tous été atteints. Le MÉA développé applique des courants constitués de huit fréquences entre deux électrodes adjacentes et mesure la différence de potentiel à toutes les autres paires d'électrodes adjacentes. Le système devait fonctionner entre 10 kHz et 1 MHz. Les tests de caractérisation ont servi à déterminer la plage réelle de fonctionnement. La limite supérieure est amplement atteinte cependant, la limite inférieure est trop

élevée. Quelques améliorations possibles ont été présentées pour permettre de palier à ce problème, par exemple le changement des matrices d'interconnexion. Ce premier prototype présente tout de même des résultats prometteurs. Au dépôt de ce mémoire, nous avons pu démontrer le fonctionnement du module dans un contexte multifréquence puisque le développement de la deuxième composante du système de TIE-MF et du logiciel de reconstruction d'images paramétriques venait tout juste d'être complété. D'après les premières observations avec un fantôme de résistances, les performances du système de TIE-MF sont comparables à celles du système de TIE simple fréquence précédemment développé par notre laboratoire. Suite à ces tests préliminaires, il reste encore plusieurs tests à effectuer avant de faire des essais sur des patients atteints d'oedème pulmonaire.

Tout d'abord, il est nécessaire de quantifier les performances du système complet dans un contexte *in vitro*. L'ensemble du système est un premier prototype et des tests avec un fantôme d'impédances variables (p. ex. avec des condensateurs) permettraient d'évaluer les performances du système dans un milieu dont l'impédance change en fonction de la fréquence. Par la suite, il faut évaluer quelques critères de sécurité. En effet, malgré toutes les précautions prises dans la conception du tomographe, il faut s'assurer de la sécurité des patients en effectuant, par exemple, des tests de courant de fuite. Finalement, avant d'utiliser le tomographe sur des humains, nous prévoyons effectuer des tests sur des animaux.

Pour une utilisation en milieu clinique du tomographe multifréquence, il serait d'abord nécessaire de palier à quelques difficultés pratiques. En ce moment, le MÉA est relativement grand (17 cm par 18 cm) ce qui rend encombrant le port continu par un patient. Une réduction du MÉA permettrait un plus grand confort pour ce dernier. De plus, plusieurs câbles, 7 au total, relient le MÉA au reste du tomographe ce qui augmente le risque d'erreur de branchement de la part du médecin ou du technicien. Il serait donc important de réduire au minimum le nombre de câbles entre les deux modules. L'utilisation d'un câble hybride comportant des lignes coaxiales, des lignes simples pour les signaux numériques et des conducteurs de plus gros calibre pour les alimentations DC permettrait de réduire le tout à un seul câble. En conclusion, avant de mettre ce tomographe à la disposition des médecins, il faudrait lui apporter quelques modifications pour en simplifier l'utilisation.

BIBLIOGRAPHIE

- AGILENT TECHNOLOGIES (2003). Agilent 4395A : Network /Spectrum /Impedance Analyser. Operation Manual.
- ALTERA (2003). High-speed board layout guidelines. Numéro d'application : 224.
- BERTEMES-FILHO, P., BROWN, B. H. et WILSON, A. J. (2000). A Comparison of Modified Howland Circuits as Current Generators with Current Mirror Type Circuits. *Physiological Measurement*, 21:1–6.
- BRAGOS, R., ROSELL, J. et RIU, P. (1994). A Wide-band AC-coupled current source for electrical impedance tomography. *Physiological Measurement*, 15:A91–A99.
- CASAS, O. (1998). *Contribución a la obtención de imágenes paramétricas en tomografía de impedancia eléctrica para la caracterización de tejido biológicos*. Thèse de doctorat, Universitat Politècnica de Catalunya.
- CASAS, O., ROSELL, J., BRAGÓS, R., LOZANO, A. et RIU, P. J. (1996). A Parallel Broadband Real-Time System for Electrical Impedance Tomography. *Physiological Measurement*, 17(Supplément A):A1–A6.
- CHAUVEAU, N., AYEVA, B., RIGAUD, B. et MORUCCI, J. P. (1996). A Multifrequency Serial EIT System. *Physiological Measurement*, 17(Supplément A):A7–A13.

- DAZÉ, P.-L. (2004). Intégration d'un tomographe d'impédance électrique dans un réseau de portes programmables (FPGA). Mémoire de maîtrise, École Polytechnique de Montréal.
- DENYER, C. W., LIDGEY, F. J., MCLEOD, C. N. et ZHU, Q. S. (1994a). Current Source Calibration Simplifies High-Accuracy Current Source Measurement. *Innovation and Technology in Biology and Medicine*, 15(Supplément 1):47-55.
- DENYER, C. W., LIDGEY, F. J., ZHU, Q. S. et MCLEOD, C. N. (1994b). A High Output Impedance Current Source. *Physiological Measurement*, 15(Supplément A):A79-A82.
- GAGNON, H. (2003). *Évaluation de la ventilation pulmonaire par tomographie d'impédance électrique*. Thèse de doctorat, École Polytechnique de Montréal.
- HARTOV, A., KERNER, T. E., MARKOVA, M. T., OSTERMAN, K. S. et PAULSEN, K. D. (2001). Dartmouth's Next Generation EIS System: Preliminary Hardware Considerations. *Physiological Measurement*, 22(1):25-30.
- HARTOV, A., MAZZARESE, R. A., REISS, F. R., KERNER, T. E., OSTERMAN, K. S., WILLIAMS, D. B. et KEITH, D. P. (2000). A Multichannel Continuously Selectable Multifrequency Electrical Impedance Spectroscopy Measurement System. *IEEE Transactions on Medical Imaging*, 47(1):49-58.

- JOSSINET, J., TOURTEL, C. et JARRY, R. (1994a). Performance and Operation of a Set of Wide Band Current Generators for EIT. *Innovation and Technology in Biology and Medicine*, 15(Supplément 1):40–46.
- JOSSINET, J., TOURTEL, C. et RISACHER, F. (1994b). A 2 MHz Wide Band Full Wave Distributed Impedance Tomograph. In *Proceedings of the 16th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine & Biology Society*, pages 543–544.
- MCLEOD, C. N., W., D. C., LIDGEY, F. J., LIONHEART, W. R. B., PAULSON, K. S., PIDCOCK, M. K. et SHI, Y. (1996). High Speed In Vivo Chest Imaging with Oxbact III. In *Proceedings of the 18th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine & Biology Society*, pages 770–771.
- NOWICKI, D. J. et WEBSTER, J. G. (1989). A One Op-Amp Current Source for Electrical Impedance Tomography. In *Proceedings of the 11th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine & Biology Society*, pages 457–458.
- PEASE, R. A. (1991). *Troubleshooting Analog Circuits*. Butterworth-Heinemann.
- RECORD, P. M. (1994). Single-Plane Multifrequency Electrical Impedance Instrumentation. *Physiological Measurement*, 15(Supplément A):A29–A35.
- RIGAUD, B., HAMZAoui, L., CHAUVEAU, N., GRANIé, M., SCOTTO DI RINALDI, J. P. et MORUCCI, J. P. (1994). Tissue Characterization by Impedance:

a Multifrequency Approach. *Physiological Measurement*, 15(Supplément A):A13–A20.

RIGAUD, B. et MORUCCI, J. P. (1996). Biomedical Impedance Techniques in Medicine, Part III: Impedance Imaging, First Section: General Concepts and Hardware. *Critical Reviews in Biomedical Engineering*, 24(4–6):467–597.

RIGAUD, B., SHI, Y., CHAUVEAU, N. et MORUCCI, J. P. (1993). Experimental Acquisition System for Impedance Tomography with Active Electrode Approach. *Medical & Biological Engineering & Computing*, 31:593–599.

ROBITAILLE, N. (2000). Optimisation de l'instrumentation pour le monitoring respiratoire par tomographie d'impédance électrique. Mémoire de maîtrise, École Polytechnique de Montréal.

ROSELL, J., J., C., RIU, P., PALLÀS-ARENY, R. et G., W. J. (1988). Skin impedance from 1 Hz to 1 MHz. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 35(8):649–651.

SEDRA, A. et SMITH, K. (2004). *Microelectronic circuits*. Oxford University Press.

TEXAS INSTRUMENTS (2001). Circuit Board Layout Techniques. Numéro d'application : SLOA089.

- WILSON, A. J., MILNES, P., WATERWORTH, A. R., SMALLWOOD, R. H. et BROWN, B. H. (2001). Mk3.5: A Modular, Multi-Frequency Successor to the Mk3a EIS/EIT System. *Physiological Measurement*, 22(1):49–54.
- YERWORTH, R. J., BAYFORD, R. H., CUSICK, G., CONWAY, M. et HOLDER, D. S. (2002). Design and Performance of the UCLH Mark 1b 64 Channel Electrical Impedance Tomography (EIT) System, Optimized for Imaging Brain Function. *Physiological Measurement*, 23(1):149–158.
- ZHU, Q. S., LIDGEY, F. J., MCLEOD, C. N. et BRECKON, W. R. (1992). A Voltage Driven Current Tomograph. In *Proceedings of the 14th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine & Biology Society*, pages 1704–1705.
- ZHU, Q. S., MCLEOD, C. N., DENYER, C. W., LIDGEY, F. J. et LIONHEART, W. R. B. (1994). Development of a Real-Time Adaptive Current Tomograph. *Physiological Measurement*, 15(Supplément A):A37–A43.